

Diplomarbeit

Vergleichende Analyse von Antennenkonzepten und Antennenentwicklung für P-Band Kalibriertransponder

Hochschule für angewandte Wissenschaften Würzburg-Schweinfurt (FHWS)

Fakultät Elektrotechnik

Schwerpunkt Nachrichtentechnik

FHWS

durchgeführt am

Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt (DLR)

Institut für Hochfrequenztechnik und Radarsysteme

Abteilung Satelliten-SAR-Systeme



DLR

**Deutsches Zentrum
für Luft- und Raumfahrt**

Heinrich Axt

01. April 2014 – 30. September 2014

Betreuer: Prof. Dipl.-Ing. Jürgen Weith (FHWS)

Dipl.-Ing. Björn Döring (DLR)

Erklärung

Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Diplomarbeit selbstständig verfasst und noch nicht anderweitig für Prüfungszwecke vorgelegt habe. Ich habe keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt und habe wörtliche oder sinngemäße Zitate als solche gekennzeichnet.

Weßling, 30. September 2014

Heinrich Axt

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	6
1.1	Motivation und Ziel der Arbeit	8
1.2	Gliederung der Arbeit	9
2	Theoretische Grundlagen	10
2.1	Grundbegriffe der Antennentechnik	10
2.1.1	Allgemeines über Antennen	10
2.1.2	Ebene Welle	10
2.1.3	Richtcharakteristik und Richtdiagramm	11
2.1.4	Polarisation	13
2.1.5	Antennengewinn und Richtfaktor	15
2.1.6	Antennenanpassung	16
2.2	Rillenhornantennen	17
2.2.1	Funktionsweise	17
2.2.2	Hohlleiter-Moden	18
2.2.3	Gauß-Mode	19
3	Vergleichende Analyse von Antennenkonzepten	21
3.1	Antennen Anforderungen	21
3.2	Überblick über Antennentypen verschiedener Transponderkonzepte	22
3.3	Auswahl eines geeigneten Antennentyps	25
3.3.1	Bewertung der Übersicht	25
3.3.2	Wahl eines Rillenhorn-Antennentyps	26
4	Verkürzte Gauß-Antenne	30
4.1	Einleitung	30
4.2	CAD-Konstruktion	30
4.2.1	Antennenhals	32
4.2.2	Horn mit gaußförmigem Profil	35

4.3	Simulationen mit FEKO	39
4.3.1	Wahl der optimalen Parameter	40
4.3.2	Vergleich von Steggeometrien	42
4.3.3	Vergleich mit anderen Hornstrahlern	43
4.4	Resultierendes Design und Fertigung	45
5	Antennenmesskampagne	48
5.1	Vorbereitung	48
5.2	Anpassungsmessung	49
5.2.1	Messaufbau	49
5.2.2	Kalibrierung	50
5.2.3	Messung	51
5.3	Messung Richtcharakteristik und Polarisierung	52
5.3.1	Messaufbau	52
5.3.2	Kalibrierung	54
5.3.3	Messung	55
5.4	Zusammenfassung	59
5.5	Datenblatt	62
6	Zusammenfassung und Ausblick	63
7	Anhang	66
	Literaturverzeichnis	73

1 Einleitung

Satelliten dienen als wichtigstes Instrument bei der Erdbeobachtung. Anders als die optischen Erdbeobachtungssatelliten mit ihren hochauflösenden Kameras, zeichnen Radarsatelliten die Rückstreuung der gesendeten Radarimpulse von der Erdoberfläche auf. Bedingt durch kürzere Wellenlängen des sichtbaren elektromagnetischen Spektrums besitzen optische Systeme zwar eine theoretisch höhere Auflösung, sind aber auf wolkenfreie Sicht angewiesen und können nur bei Tag operieren. Radarsatelliten werden im Mikrowellenbereich betrieben und können, abhängig von der Arbeitsfrequenz, Wolken, Bäume und teilweise das Erdreich durchdringen.

Um die Auflösung eines Radarsystems zu erhöhen, benötigt man Antennen mit größerer Apertur. Die Apertur beschreibt in der Antennentechnik die Fläche der Antenne, die elektromagnetische Wellen senden bzw. empfangen kann. Bei einem Radar mit synthetischer Apertur (SAR, engl. für *Synthetic Aperture Radar*) bedient man sich dabei eines technischen Tricks, um große Aperturen im Kilometerbereich zu erzeugen. Eine sich in Flugrichtung bewegend Antenne sendet in fest definierten Abständen Pulse und empfängt die rückgestreuten Echos. Im sogenannten SAR-Prozessor werden die aufgezeichneten Daten mit komplexen Algorithmen derart behandelt, dass sie den Anschein erwecken, sie seien von vielen Einzelantennen entlang der Flugbahn aufgenommen worden. Anschließend wird aus den virtuellen Einzelantennen eine große, künstlich erzeugte Antenne generiert. Nach dem in Abb. 1.1 dargestellten Schema arbeiten alle SAR-Systeme.

Um die Messgenauigkeit von satellitengestützten Radarsystemen mit synthetischer Apertur zu verbessern, bedarf es einer genauen Kalibrierung. Bei der sogenannten externen Kalibrierung wird der Radarsatellit gegen hochpräzise aktive und passive Referenzziele vermessen.

Ein passives Referenzziel beschreibt ein mechanisches Objekt, welches gemäß seiner Geometrie ein genau definiertes Rückstreuverhalten aufweist. Bei einem Überflug wird die gemessene Bildleistung zu dem genau bekannten Rückstreuquerschnitt (RCS, engl. für *Radar Cross Section*) ins Verhältnis gesetzt. Daraus resultiert der

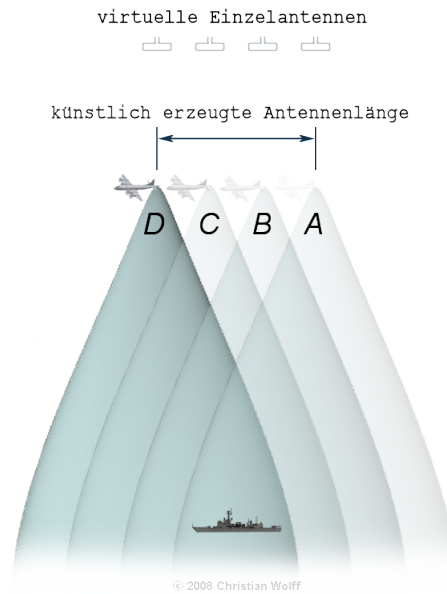


Abbildung 1.1: Die synthetische Apertur ist eine künstlich verlängerte Antenne [1].

sogenannte absolute Kalibrierfaktor, mit dem sich die Rückstreuquerschnitte der verschiedenen Objekte im Bild bestimmen lassen. Abbildung 1.2 zeigt ein solches passives Referenzziel.

Als aktives Referenzziel bezeichnet man ein System, das im Gegensatz zum passiven die Satellitensignale empfangen, speichern, verarbeiten und verstärkt wieder zurücksenden kann – und das bei einer kompakteren Baugröße. Ein Transponder, wie ihn die Abb. 1.3(a) zeigt, ist ein Beispiel für solche aktiven Referenzziele. Der Aufbau ist vereinfacht in Abb. 1.3(b) dargestellt und besteht aus einem Sendezweig,



Abbildung 1.2: Trihedraler Winkelreflektor mit einer Kantenlänge von 90 cm [2].

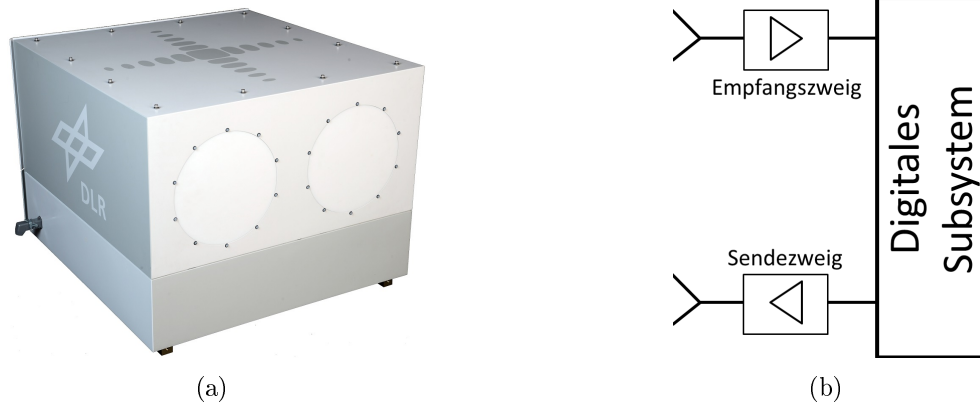


Abbildung 1.3: (a) Kalibri-Transponder. Entwickelt und hergestellt in der Abteilung Satelliten-SAR-Systeme am Institut für Hochfrequenztechnik und Radarsysteme. (b) Vereinfachtes Blockschaltbild eines Transponders.

einem Empfangszweig, sowie einer elektronischen Schaltung für die gewünschte Verstärkung und Aufzeichnung. Ein wichtiger Bestandteil dieser Transponder sind die Antennen, da über sie das Signal empfangen und wieder abgestrahlt wird. Somit hat die Antennenentwicklung einen entscheidenden Einfluß auf das elektrische und mechanische Design der Transponder.

1.1 Motivation und Ziel der Arbeit

Im Rahmen dieser Arbeit soll unter Berücksichtigung bestehender Antennenkonzepte eine Antenne für den zukünftigen Einsatz in einem P-Band-Kalibriertransponder entwickelt, gefertigt und vermessen werden.

Bei der Antennenentwicklung im P-Band, wo die Wellenlängen im Bereich von 65 cm liegen und die resultierende Baugröße im Meterbereich, besteht die Herausforderung in der Umsetzung einer – bezogen auf die Wellenlänge – kompakten Antenne bei möglichst geringem Gewicht. Gleichzeitig sollen die, an sie gerichteten Anforderungen an Gewinn, Keulenbreite, Nebenkeulenunterdrückung, sowie kreuzpolare Unterdrückung erfüllt werden. Die später vorgestellte Idee, einer alternativen Fertigungsmethode zur Reduzierung des Gewichts und verbesserter Transportfähigkeit, führte zu einer Patentanmeldung.

Hintergrund der Arbeit ist eine mögliche Anwendung eines P-Band-Transponders zur Kalibrierung der für das Jahr 2019 geplanten SAR-Satelliten Mission BIOMASS der europäischen Weltraumorganisation ESA(European Space Agency). BIOMASS

soll die ersten genauen Karten der tropischen, borealen und gemäßigten Wälder der Erde liefern [3].

1.2 Gliederung der Arbeit

Im Kapitel 2 werden die, für diese Arbeit nötigen theoretischen Grundlagen der Antennentechnik behandelt. Zusätzlich wird explizit auf die Theorie der Rillenhornstrahler eingegangen.

In Kapitel 3 werden die technischen und mechanischen Anforderungen an die Antenne festgelegt. Es werden bisherige Antennenkonzepte der Transponder in einer Übersicht gegenübergestellt und miteinander verglichen. Daraus soll ein geeigneter Antennentyp abgeleitet werden.

Im Kapitel 4 wird auf den ausgewählten Antennentyp detailliert eingegangen. Mit Hilfe von Simulationen werden drei verschiedene Ausführungen des Antennentyps miteinander verglichen. Die geeignete Ausführung wird in allen nötigen Schritten, vom Entwurf bis zur Fertigung, erklärt. Das finale Design wird durch Optimierung der Parameter ermittelt und dient als Vorbereitung für die im nächsten Kapitel anstehenden Messungen.

Im 5. Kapitel wird die gefertigte Antenne in einem Absorbermessraum vermessen und mit den Ergebnissen aus der Simulation in Kapitel 4 verglichen. Als Resultat wird ein Datenblatt generiert.

Am Ende, im Kapitel 6, erfolgt eine Zusammenfassung der Arbeit und ein Ausblick in die Zukunft.

2 Theoretische Grundlagen

2.1 Grundbegriffe der Antennentechnik

2.1.1 Allgemeines über Antennen

Antennen ermöglichen den Übergang zwischen der leitungsgebundenen Ausbreitung elektromagnetischer Wellen und der Wellenausbreitung im freien Raum. Dieser Übergang kann in beide Richtungen erfolgen. Eine Sendeantenne formt die Leitungswelle in eine sich im freien Raum ausbreitende Welle um. Bei einer Empfangsantenne wird einer sich im Raum ausbreitenden elektromagnetischen Welle Energie entnommen und in einer Leitungswelle weitergeführt. Passive Antennen sind reziprok, da sie sowohl für das Senden als auch für den Empfang geeignet sind.

Die Auswahl des Antennentyps hängt maßgeblich vom speziellen Anwendungsfall ab. Außer den gewünschten Strahlungseigenschaften spielen unter anderem Frequenzbereich, Bandbreite, Gewicht, Größe und mechanische Stabilität eine Rolle. Mit zunehmender Wellenlänge nehmen auch die erforderlichen Antennenabmessungen zu [4].

2.1.2 Ebene Welle

Bei einer Welle mit den Feldkomponenten $(\underline{E}_x, \underline{H}_y)$ und Ausbreitung in $\pm z$ -Richtung wie in Abb. 2.1, stehen elektrische und magnetische Feldstärkevektoren senkrecht aufeinander und senkrecht zur Ausbreitungsrichtung. Solche Wellen werden transversale elektromagnetische (TEM) Wellen genannt. Sind die sphärischen Phasenfronten der TEM-Wellen weit genug vom Erreger entfernt, dann nimmt ihre Krümmung ab und sie bilden annähernd Ebenen, die orthogonal zur Ausbreitungsrichtung ausgeht sind. In der Realität könnte eine "ebene" Welle niemals existieren, da sie im unendlichen Raum, unendlich groß und unendlich viel Energie transportieren müsste. Für praktische Anwendungen wie zum Beispiel das Vermessen von Antennen reichen Näherungen aus um gute Ergebnisse zu erzielen.

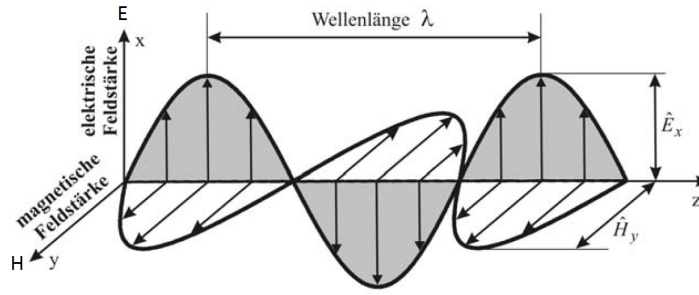


Abbildung 2.1: Elektrische und magnetische Felder einer TEM-Welle [5].

2.1.3 Richtcharakteristik und Richtdiagramm

Strahlungseigenschaften von Antennen werden in einem Strahlungsdiagramm anschaulich dargestellt. Die Gesamtheit aller Amplituden der \vec{E} und \vec{H} Feldstärkevektoren in (2.1) ergibt die dreidimensionale, sphärische Darstellung der Richtcharakteristik, die mit dem Abstand R von einer Messantenne im Fernfeld in unterschiedliche Richtungen vermessen wurden. Häufiger wird jedoch eine zweidimensionale Darstellung bevorzugt, da sie trotz geringerem messtechnischen Aufwand und kürzer Messdauer eine hinreichende Beschreibung der Strahlungscharakteristik liefert. Diese Amplituden kann man als Vektoren auffassen, die vom Ursprung eines Koordinatensystems ausgehen, wobei die Länge des Vektors den Betrag der Amplitude repräsentiert und die Richtung eines Vektors ist die Richtung, an dem sich die Messantenne während der Amplitudenmessung vom Messobjekt aus gesehen befand. Im allgemeinen wird die so gemessene Feldstärke auf die Maxima bezogen [4]:

$$\text{(Feldstärkediagramm)} \quad C(\theta, \phi) = \frac{|\vec{E}(\theta, \phi)|}{|\vec{E}_{max}|} = \frac{|\vec{H}(\theta, \phi)|}{|\vec{H}_{max}|} \quad (2.1)$$

$$\text{(Leistungsdiagramm)} \quad C(\theta, \phi)^2 = \frac{|\vec{E}(\theta, \phi)|^2}{|\vec{E}_{max}|^2} = \frac{|\vec{H}(\theta, \phi)|^2}{|\vec{H}_{max}|^2} \quad (2.2)$$

Richtdiagramme sind Schnitte durch die Richtcharakteristik, die durch den Ursprung und das Strahlungsmaxima gehen. Wie in Abb. 2.2 zu sehen, liegt der Elevationswinkel θ in der vertikalen Ebene und der Azimutwinkel ϕ in der horizontalen Ebene. Ebenso lassen sich Richtdiagramme sowohl als Vertikaldiagramm als auch als Horizontaldiagramm darstellen. Für den Rest der Arbeit wird das Antennenkoordinatensystem, wie man es in Abb. 2.3 sieht, beibehalten. Dabei zeigt die z -Achse stets

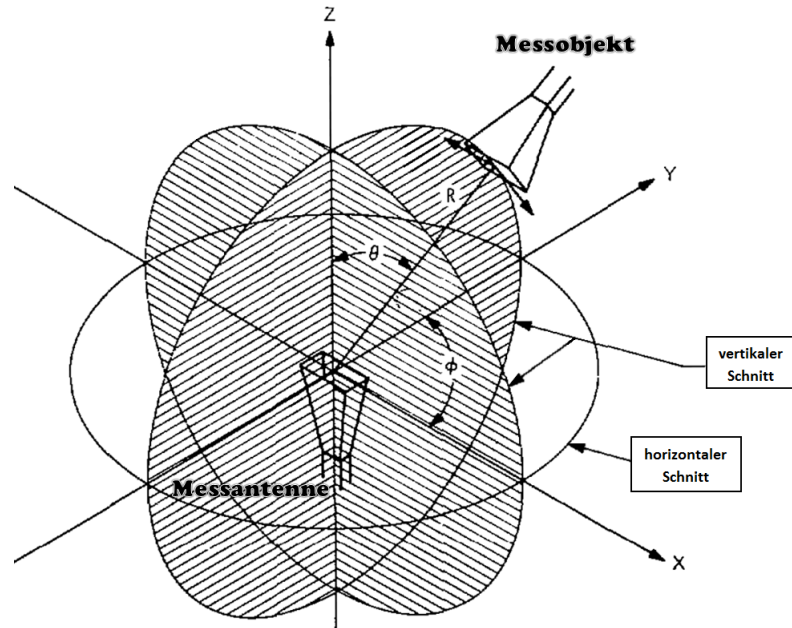
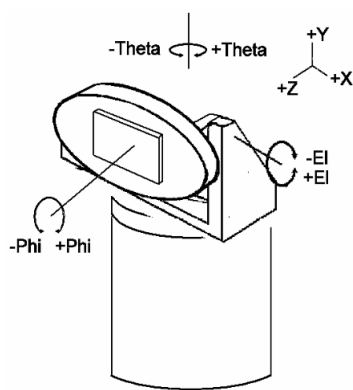
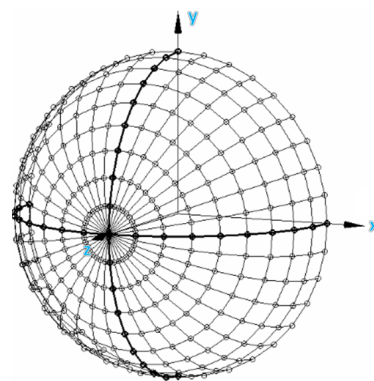


Abbildung 2.2: Schematischer Messaufbau für die Erfassung des Richtdiagramms [6].

in die Hauptausbreitungsrichtung der TEM-Wellen. Abbildung 2.3(a) demonstriert einen Drehung über Azimut (engl. *roll over azimuth*) Positioner der so später bei der Messung im Absorbermessraum verwendet wird: Dabei sei θ der Azimutwinkel, ϕ dreht um die z -Achse und wird Roll-/Drehwinkel genannt und die Elevation bleibt bei 90° bestehen und kann somit bei der späteren Auswertung ignoriert werden. Die mit dem Positioner entstandenen Schnitte erkennt man in Abb. 2.3(b).



(a) Drehung über Azimut System.



(b) Resultierende Schnitte.

Abbildung 2.3: Die in der Messung verwendete Positioner-Einstellung [7].

2.1.4 Polarisation

Die Ausrichtung des elektrischen Feldstärkevektors gibt die Polarisation der Antenne an. Im Allgemeinen beschreibt man die elliptische Polarisation, welche unter gewissen Umständen zwei weitere Spezialfälle beinhaltet: Lineare Polarisation und zirkulare Polarisation. Fortan wird sich nur noch auf die in Abb. 2.4 illustrierte, lineare Polarisation konzentriert, jedoch der Vollständigkeit halber seien die elliptische und zirkulare Polarisation in der Tab. 2.1 mit aufgeführt. Eine lineare Polarisati-

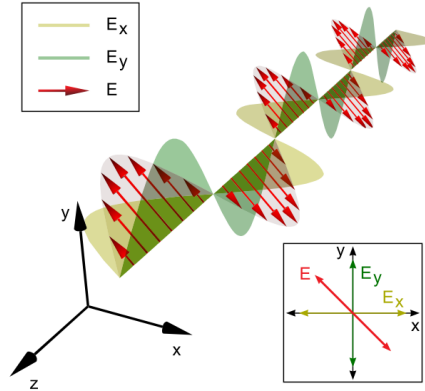


Abbildung 2.4: Lineare Polarisation einer im Raum stehenden Welle [8].

on ist dann gegeben, wenn entweder die \vec{E}_x und \vec{E}_y Komponenten des elektrischen Feldvektors \vec{E} in Phase, also

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = n \cdot \pm 180^\circ \text{ für } n = 0, 1, 2, 3 \dots$$

oder eine der beiden Feldvektorkomponenten Null sind (siehe Tab. 2.1). Steht \vec{E} senkrecht zur Erdoberfläche, spricht man von einer vertikalen Polarisation. Ist die Rede von horizontaler Polarisation, dann liegt \vec{E} parallel zur Erdoberfläche. Wenn die Referenzpolarisation der Sendeantenne (Messantenne) mit der gemessenen Po-

Tabelle 2.1: Polarisationsarten elektromagnetischer Wellen.

\vec{E}	Linear			Zirkular	Elliptisch	
	Fall I	Fall II	Fall III	Fall I	Fall I	Fall II
E_x	0	> 0	> 0	$\frac{E_x}{E_y} = 1$	$\frac{E_x}{E_y} = 1$	> 0
E_y	> 0	0	> 0	$\frac{E_y}{E_x} = 1$	$\frac{E_y}{E_x} = 1$	> 0
$\Delta\varphi$	$-180^\circ \dots + 180^\circ$	$-180^\circ \dots + 180^\circ$	$0^\circ ; \pm 180^\circ$	$\pm 90^\circ$	$\neq \pm 180^\circ ; \neq 0^\circ ; \neq \pm 90^\circ$	$\neq \pm 180^\circ ; \neq 0^\circ$

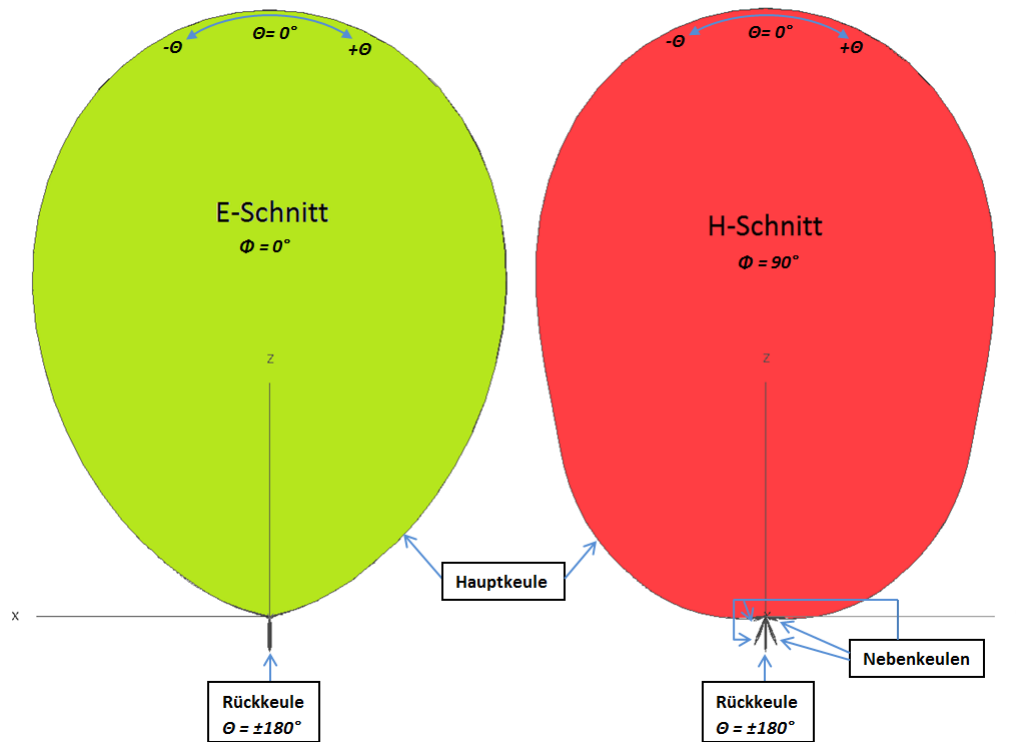


Abbildung 2.5: E- und H-Schnitte eines Richtstrahlers.

larisation der Empfangsantenne (Messobjekt) übereinstimmt, liegt Kopolarisation (Co-Pol, CP) vor. Jede reale Antenne strahlt neben dem gespeisten Signal mit gewünschter Polarisation, auch einen, meist unerwünschten orthogonalen Anteil ab, man spricht von Kreuzpolarisation (X-Pol, XP). Abbildung 2.5 zeigt die zwei um 90° zueinander versetzten copolaren E- und H-Schnitte eines Richtstrahlers in einem normierten kartesischen Koordinatensystem. Die über Azimut verlaufenden und farbig den aus Abb. 2.5 entsprechenden Schnitte weisen typische Merkmale auf: Die Hauptkeule mit ihrem Maximum liegt zentriert auf $\theta = 0^\circ$, die Rückkeule befindet sich bei $\theta = \pm 180^\circ$ und die Nebenkeulen finden sich bei $\theta \gtrless \pm 90^\circ$. Das scheinbare

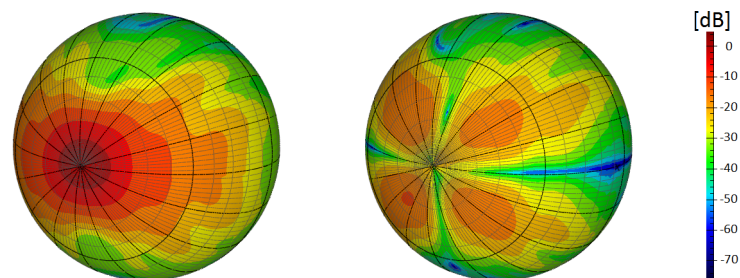


Abbildung 2.6: Co-Pol (links) und X-Pol (rechts) eines vermessenen Richtstrahlers [9].

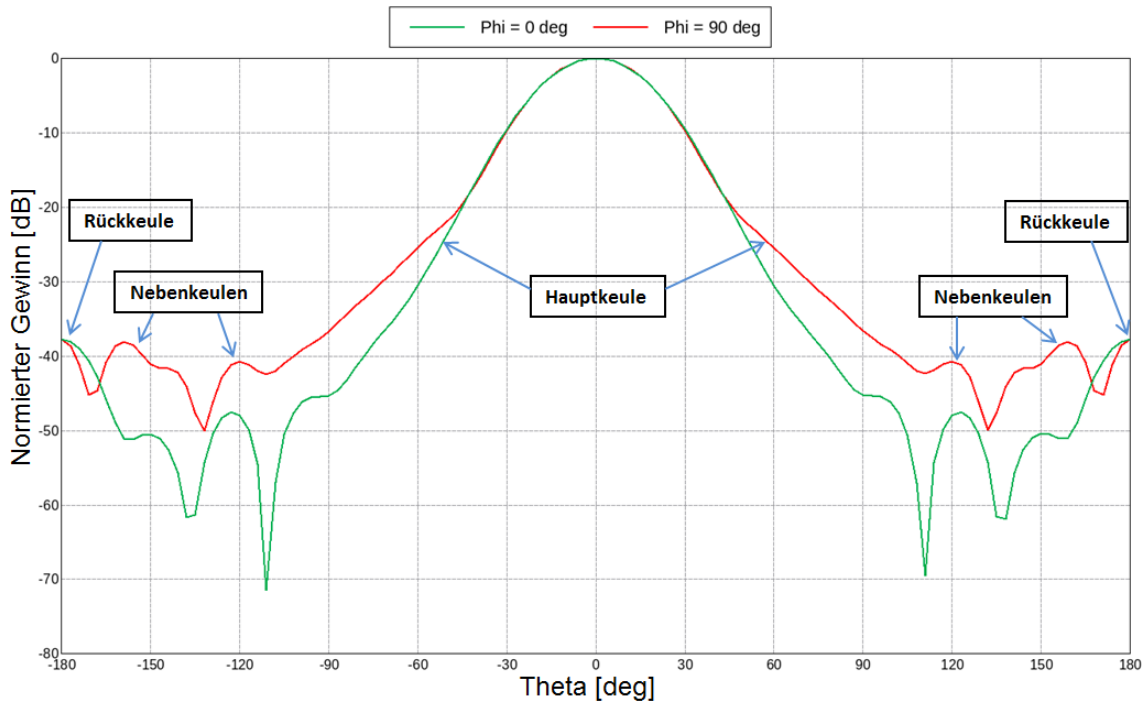


Abbildung 2.7: Abbildung 2.5 ins kartesische Koordinatensystem übertragen.

Fehlen der Nebenkeulen im E-Schnitt aus Abb.2.5 lässt sich auf die logarithmische Darstellung des Gewinns zurückführen. Da die Werte im Bereich der Nebenkeulen des H-Schnitts (ca. -40dBi) ohnehin sehr klein sind, werden sie in der Abb. 2.5 verwendeten Darstellung praktisch zwar nicht angezeigt, sind aber dennoch existent. Die Abb. 2.6 zeigt beispielhaft die charakteristischen Muster eines vermessenen Richtstrahlers. Das linke Bild zeigt den Co-Pol, das rechte Bild zeigt den markant ausgeprägten X-Pol mit seiner "Kleeblatt"-Form nach der Ludwig-III-Definition [6]. Die X-Pol-Unterdrückung XPI (engl. für *X-Pol Isolation*) ist ein Maß dafür, wie gut das Co-Pol vom X-Pol entkoppelt ist. Man kann sie besonders einfach in der halb-logarithmischen, kartesischen Darstellung ablesen:

$$XPI(\theta) = |XP(\theta) - CP(\theta)| \quad (2.3)$$

2.1.5 Antennengewinn und Richtfaktor

Das Maß einer Antenne bezüglich der Qualität ihrer Richtwirkung kann man durch den Antennengewinn G ausdrücken. Man benötigt für seine Definition neben der eigentlichen Antenne eine zusätzliche Bezugsantenne. Üblich ist der Vergleich mit einem unendlich kleinen, fiktiven Kugelstrahler, isotroper Strahler genannt, der keine

Richtwirkung besitzt und somit verlustfrei in alle Richtungen gleichmäßig abstrahlt. Die abgestrahlte Leistung P_s verteilt sich im Abstand r auf einer Kugeloberfläche $4\pi r^2$, wodurch sich die Leistungsdichte S_i ergibt [5]:

$$S_i = \frac{P_s}{4\pi r^2} \quad (2.4)$$

Den Richtfaktor D_i erhält man, wenn anstelle des Kugelstrahlers die zu untersuchende Antenne an denselben Ort gebracht und mit derselben Leistung P_s gespeist wird. Er ist definiert als das Verhältnis der maximalen Leistungsdichte S_{rmax} der zu untersuchenden Antenne zur Leistungsdichte der Bezugsantenne und gibt daher an, um wie viel stärker die zu untersuchende Antenne in ihre Hauptabstrahlrichtung transmittiert als ein Kugelstrahler mit gleicher Leistung. Im Fernfeld und gleicher Polarisation gilt [5]:

$$D_i = 10 \log_{10} \left(\frac{S_{rmax}}{S_i} \right) = 10 \log_{10} \left(4\pi r^2 \cdot \frac{S_{rmax}}{P_s} \right) \quad [\text{dBi}] \quad (2.5)$$

Der Zusammenhang zwischen G und D ist durch den Antennenwirkungsgrad η mit $0 \leq \eta \leq 1$ gegeben [4]:

$$G = \eta \cdot D \quad (2.6)$$

Richtfaktor und Gewinn sind bei verlustlosen ($\eta = 1$) Antennen identisch. In der Praxis ($\eta < 1$) wird der Antennengewinn bevorzugt, da sich der Richtfaktor auf verlustlose Antennen bezieht, welche nur in der Theorie existieren.

2.1.6 Antennenanpassung

Das Stehwellenverhältnis VSWR (engl. für *Voltage Standing Wave Ratio*) beschreibt die Güte der Anpassung einer Antenne und gibt Aufschluss über die Spannungsverteilung auf der Speiseleitung [10]:

$$VSWR = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad \text{mit} \quad |\rho| = 10^{0.05 \cdot \rho_{(\log)}} \quad (2.7)$$

Der Wert ρ (Rückflussdämpfung, Reflexionsfaktor, s_{11}) wird mit einem Netzwerkanalysator (NWA, engl. für *Network Analyzer*) ermittelt und wird in der Regel in Dezibel ausgegeben. Für ein besseres Verständnis, ist es durchaus nützlich zu wissen,

wie viel Prozent von der gespeisten Leistung P_{anp} reflektiert wird bzw. wie hoch die Reduzierung L_{anp} des Gewinns durch die Fehlanpassung ist.

$$P_{anp} = 100 \cdot |\rho|^2 \quad \text{mit} \quad |\rho|^2 = 10^{0.1 \cdot \rho(\log)} \quad [\%] \quad (2.8)$$

$$L_{Anp} = 10 \log_{10} (1 - |\rho|^2) \quad [\text{dB}] \quad (2.9)$$

2.2 Rillenhornantennen

Rillenhornantennen sind aufgrund ihrer hohen Nebenkeulendämpfung sowie niedriger Kreuzpolarisation die bevorzugte Wahl bei anspruchsvollen Anwendungen wie z.B für den Einsatz in einem Transponder zur Kalibrierung von SAR-Satelliten.

2.2.1 Funktionsweise

Die \vec{E} -Feldlinien in der Apertur eines glattwandigen Kegelhorns, das mit dem fundamentalen H_{11} -Mode eines Rundhohlleiters erregt wird, verlaufen gekrümmt, da sie orthogonal auf der elektrisch leitenden Wand stehen. Dies führt zu relativ hohen kreuzpolaren Anteilen. Um diesen zu reduzieren, werden in einer Rillenhornantenne Vertikalrillen der Breite b bei einer Tiefe von etwa $\frac{\lambda_0}{4}$ eingesetzt, wobei λ_0 die Wellenlänge der Mittenfrequenz f_0 ist. Zwei benachbarte Rillen sind durch schmale Stege ($t \ll b$) voneinander getrennt. Jede Rille verursacht an ihrer Vorderseite eine theoretisch unendlich große Eingangsimpedanz (Leerlauf), da man sie als eine am Rillengrund elektrisch kurzgeschlossene Leitung der Länge $\frac{\lambda_0}{4}$ ansehen kann. Demzufolge hat eine Rillenhornantenne keine elektrisch, sondern magnetisch leitende Ränder, weshalb die transversalen E-Feldlinien annähernd geradlinig verlaufen und erst kurz vor der Wand in Längsrichtung einbiegen (Abb. 2.8(b)). Als *balanced hybrid mode* wird die im Rillenhornstrahler erwünschte HE_{11} -Welle bezeichnet, welche bei optimaler Anregung ein praktisch linear polarisiertes Aperturfeld besitzt. Abbildung 2.8(a) zeigt den Querschnitt einer Rillenhornantenne. Diese besteht aus zwei Bereichen: In der Übergangszone befindet sich ein H_{11} -zu- HE_{11} Mode-Konverter, der dafür sorgt, dass die Wandimpedanz allmählich vom Kurzschluss zum Leerlauf wird, wodurch sich die Anpassung verbessert ($|\rho| \rightarrow 0$). Der Bereich mit konstanter Rillentiefe definiert mit seinem Öffnungswinkel vor allem die X-Pol Charakteristik [5, 11].

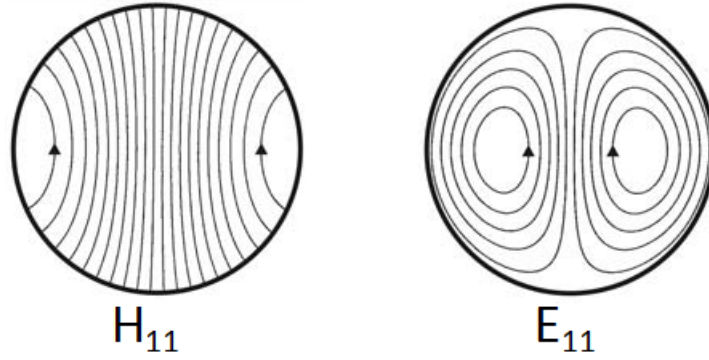


Abbildung 2.10: Grundmode der Rundhohlleiter [5].

Vergrößerung des Hohlleiterdurchmessers stellt sich eine Verbesserung des Richtfaktors, X-Pols und der Bandbreite ein, führt jedoch auf der anderen Seite zu höheren Nebenkeulen.

2.2.3 Gauß-Mode

Der Gauß'sche Grundmode (Gauß-Strahl) Ψ_{00} bietet, im Gegensatz zu der im Kapitel 2.1.2 vorgestellten ebenen Welle, eine viel bessere Beschreibung des Abstrahlverhaltens von TEM-Wellen realer Rillenhornstrahler. Der Ψ_{00} hat weder X-Pol noch Nebenkeulen und unterscheidet sich von der ebenen Welle folgendermaßen: Zum einen, das radiale, gaußförmige Abklingen der Leistungsdichte und zum Anderen, das Annähern der nicht ebenen Phasenfronten durch Kugelflächen [12].

$$w(z) = w_0 \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda \cdot z}{\pi \cdot w_0^2} \right)^2} \quad (2.10)$$

Die Gleichung 2.10 beschreibt die Strahlenweite (engl. *beamwaist*) w in Abhängigkeit von der Ausbreitungsrichtung z , wobei $w(0) = w_0$ die Strahltaile sei. Je kleiner w_0 wird, desto steiler wird die räumliche Ausdehnung und umso schneller divergiert der Strahl. Dabei stellt sich die Frage, bei welchem w_0 erfährt der HE_{11} die höchste Näherung an den Ψ_{00} . Nach [13, 11] ist der effizienteste Wert:

$$w_0 = 0.6435 \cdot R_A \approx \frac{2}{3} R_A \quad (2.11)$$

R_A sei der Aperturradius. Abbildung 2.11 stellt anschaulich den Zusammenhang zwischen Gauß-Strahl und dem Gauß'schen Mode dar. Gut zu erkennen ist auch die

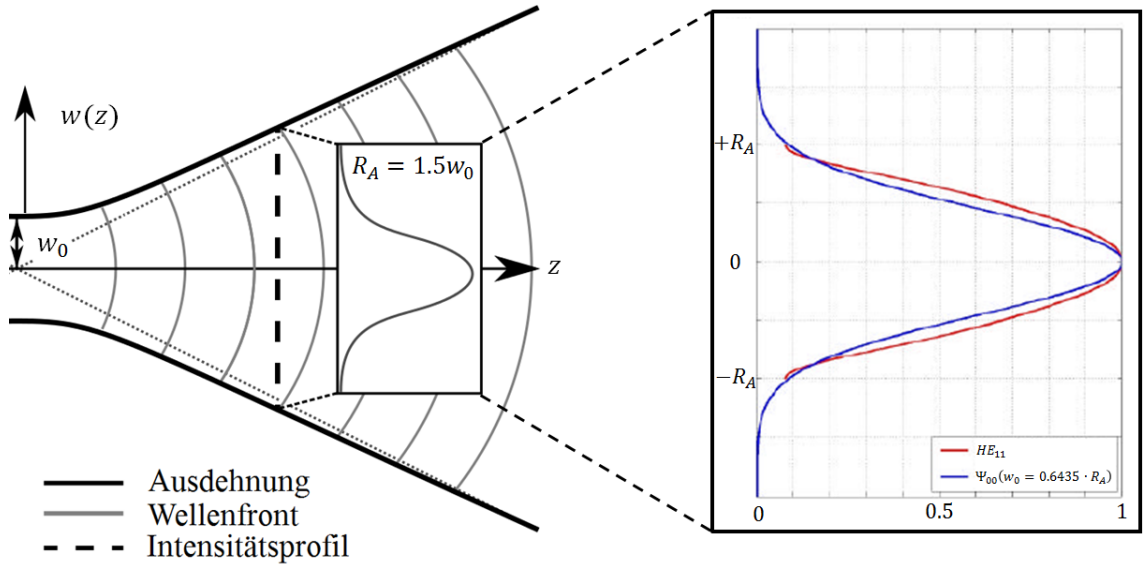


Abbildung 2.11: Gauß-Strahl (links) und der Vergleich zwischen HE_{11} und Ψ_{00} (rechts) [13, 14].

Ähnlichkeit zwischen den Moden HE_{11} und Ψ_{00} . Im Rahmen dieser Arbeit genügt die Strahlenweite nach Gleichung 2.10 als Beschreibung für den Gauß-Strahl. Für die vollständige Definition eines Gauß-Strahls bräuchte man zusätzliche Parameter wie z.B. den Krümmungsradius der Phasenfront [13].

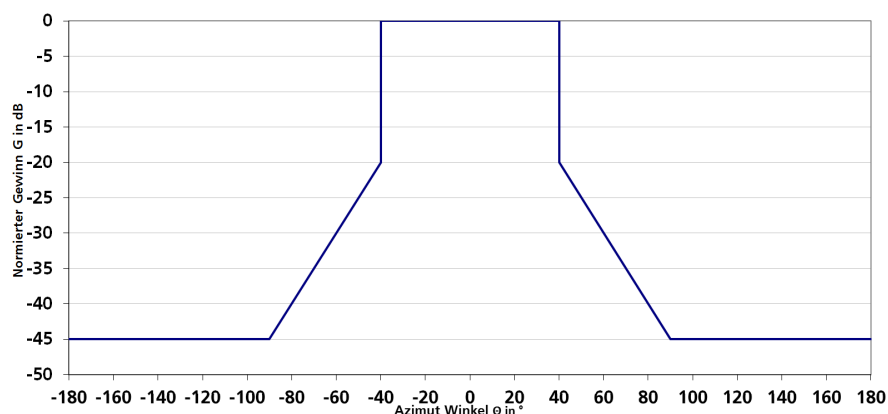
3 Vergleichende Analyse von Antennenkonzepten

3.1 Antennen Anforderungen

Bevor man anfängt, eine Antenne zu entwickeln, ist es sinnvoll, eine ungefähre Abschätzung der an sie gestellten Anforderungen zu tätigen.

Tabelle 3.1: Anforderungen an die Antenne.

Anforderung	P-Band	
Mittenfrequenz f_0	0.435 GHz	1
Wellenlänge λ_0	68.9 cm	2
Bandbreite B	8 MHz	3
XPI	≥ 35 dB	4
Gewinn G	15 dBi	5
VSWR	≤ 1.2	6
Temperatur Bereich	$[-20; 40]$ °C	7
Die Antenne muss outdoor-fähig sein und dabei allen Witterungen trotzen		8
Die Antenne sollte eine möglichst kompakte Baugröße besitzen		9
Die Antenne sollte ein möglichst geringes Gewicht besitzen		10
Das Richtdiagramm sollte innerhalb des skizzierten Bereichs liegen		11



Dieser Arbeitsschritt ist nötig, damit man sich bei der Auswahl eines Antennentyps eingrenzen kann. Als Bezug soll dabei unter anderem der beim DLR entwickelte Sentinel-1 Kalibri-Transponder [15] und der konzeptionelle BIOMASS-Transponder der ESA [3] dienen. Tabelle 3.1 zeigt eine Übersicht über die wichtigsten Anforderungen. Die Anforderung 12 aus [15] wurde an die Bedingungen 6 und 10 angepasst.

3.2 Überblick über Antennentypen verschiedener Transponderkonzepte

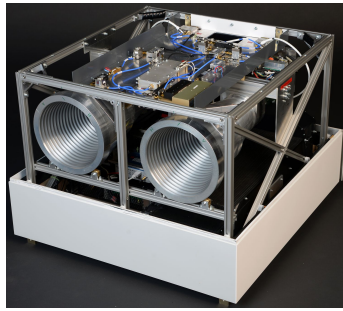
Die in der folgenden Übersicht gezeigten Antennentypen verschiedener Transponderkonzepte dienen einer Hilfestellung bei der Entscheidung über einen geeigneten Antennentypen für einen P-Band Transponder. Anschließend soll eine Beurteilung erfolgen und eine Wahl getroffen werden. Die Abkürzung *Kal-Kampagne* steht für Kalibrierkampagne.



Kal-Kampagne	TRMM-PR
Antennentyp	Pyramiden-Hornstrahler
Frequenz	13.796 GHz–13.802 GHz
Band	Ku-Band
Gewinn	24 dBi
XPI	≈ 24 dB
Quellen	[16, 17]



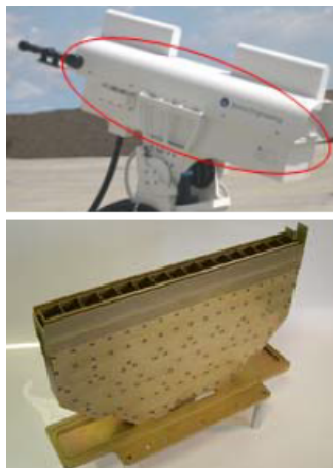
Kal-Kampagne	TerraSAR-X
Antennentyp	Pyramiden-Hornstrahler
Frequenz	9.5 GHz – 9.8 GHz
Band	X-Band
Gewinn	21 dBi
XPI	≈ 25 dB
Quellen	[18, 19, 17]



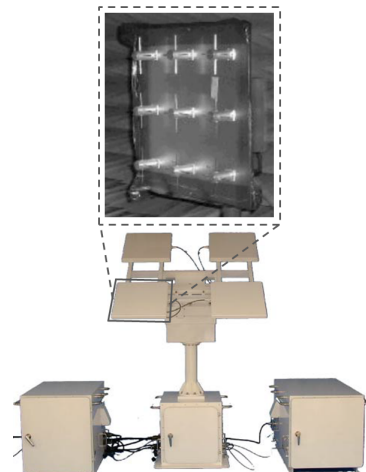
Kal-Kampagne	Sentinel-1 (DLR)
Antennentyp	Rillen- hornstrahler
Frequenz	5.355 GHz – 5.455 GHz
Band	C-Band
Gewinn	22 dBi
XPI	≥ 45 dB
Quellen	[20, 21, 22]



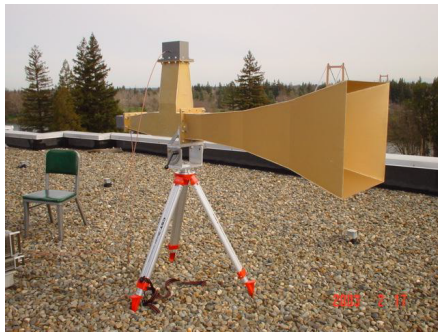
Kal-Kampagne	Sentinel-1 (ESA)
Antennentyp	Potter- Hornstrahler
Frequenz	5.355 GHz – 5.455 GHz
Band	C-Band
Gewinn	22 dBi
XPI	≈ 40 dB
Quellen	[23, 24, 17]



Kal-Kampagne	COSMO-SkyMed
Antennentyp	Array aus 16 Hohlleitern
Frequenz	≈ 9 GHz – 10 GHz
Band	X-Band
Gewinn	Angabe fehlt
XPI	Angabe fehlt
Quellen	[25, 26]



Kal-Kampagne	ALOS-2
Antennentyp	3×3 Kreuzdipol- Array
Frequenz	1.256 GHz – 1.284 GHz
Band	L-Band
Gewinn	15, 5 dBi
XPI	≥ 30 dB
Quellen	[27, 28]



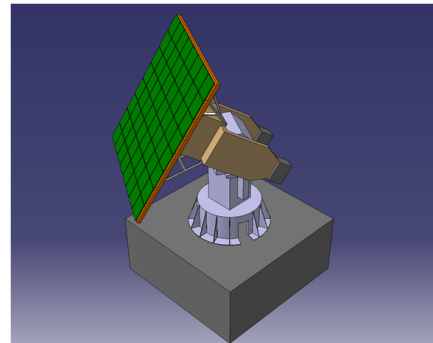
Kal-Kampagne	ALOS-1
Antennentyp	Quadratischer Hornstrahler
Frequenz	1.22 GHz – 1.32 GHz
Band	L-Band
Gewinn	17 dBi
XPI	≥ 25 dB
Quellen	[29, 30]



Kal-Kampagne	Radarsat-2
Antennentyp	Offset gespeister Parabolreflektor
Frequenz	5.355 GHz – 5.455 GHz
Band	C-Band
Gewinn	33 dBi
XPI	≥ 45 dB
Quellen	[31, 32, 17]



Kal-Kampagne	Envisat-1
Antennentyp	Offset gespeister Parabolreflektor
Frequenz	5.33 GHz
Band	C-Band
Gewinn	33 dBi
XPI	≥ 45 dB
Quellen	[33, 17]



Kal-Kampagne	BIOMASS
Antennentyp	Array aus Hohl- leiterschlitzen-Antennen
Frequenz	432 MHz – 438 MHz
Band	P-Band
Gewinn	22 dBi
XPI	≥ 40 dB
Quellen	[34]

3.3 Auswahl eines geeigneten Antennentyps

3.3.1 Bewertung der Übersicht

Rechteckige Hornstrahler Die Antennen der Transponder für die Missionen ALOS-1, TRMM-PR und TerraSAR-X sind handelsübliche rechteckige Hornstrahler. Sie lassen sich aufgrund der simplen Geometrie relativ einfach und kostengünstig herstellen. Gegen einen Einsatz in einem Transponder spricht der zu niedrige XPI-Wert von etwa 25dB. Bei einem Gewinn von 15dBi wären zudem die Abmaße im P-Band ca. $3\text{m} \times 1.5\text{m} \times 1.9\text{m}$ ($L \times H \times B$) [17].

Runde Hornstrahler In den beiden Sentinel-1-Transpondern sind runde Hornstrahler verbaut. Die Antenne für den DLR-Transponder verwendet in seiner Ausführung zusätzlich Rillen um im X-Pol bessere Werte zu erreichen. Dadurch wird die Antenne insgesamt kompakter, jedoch komplexer in der Fertigung, was mit zusätzlichen Fertigungskosten einhergeht. Grundsätzlich würden beide Antennen die Anforderungen eines P-Band-Transponders erfüllen. Für den praktischen Einsatz im P-Band ist die glattwandige 15dBi Ausführung mit ihren $5.4\text{m} \times 1.5\text{m} \times 1.5\text{m}$ [17] nur schwer umsetzbar. Bei der Variante mit Rillen wäre eine kompakte 15dBi Ausführung aufgrund der niedrigeren XPI unbrauchbar, da Länge und somit die Anzahl der Rillen mit der X-Pol Güte korrelieren. Das heißt: Um die kreuzpolare Anforderung zu erfüllen, müsste die Länge der Antenne erhöht werden.

Array aus Kreuzdipolen Anders als bei ALOS-1, besitzt der Transponder für das Nachfolgesystem ALOS-2 ein Array aus Kreuzdipolen. Eigentlich gelten die angegebenen 15.5 dBi nur für ein 3×3 Subarray und nicht für das gesamte Array, das aus vier Subarrays besteht. Ein 3×3 Array würde den P-Band Anforderungen von 15 dBi genügen. Durch einfache Überlegungen kann man abschätzen, welche Kantenlänge das Array im P-Band besäße:

$$L = \underbrace{3 \frac{\lambda_P}{2}}_{\text{Dipole}} + \underbrace{2 \frac{\lambda_P}{4}}_{\text{Abstand zwischen Dipolen}} = 1.5 \cdot 0.689\text{m} + 0.5 \cdot 0.689\text{m} = 1.4\text{m}$$

Folglich hätte das Array eine für das P-Band kompakte Bemaßung von $0.2\text{m} \times 1.4\text{m} \times 1.4\text{m}$. Mit einer XPI von 30 dB wird die Anforderung in Bezug auf die kreuzpolare Unterdrückung nicht erfüllt.

Offset gespeister Parabolreflektor Radarsat-2 Transponderantennen erfüllen die Anforderungen eines P-Band Transponders. Im Vergleich zu den Rillenhornstrahlern haben sie den Nachteil, dass sie größer sind. Die größte Ausdehnung des Parabolreflektors beträge 10 m und der Abstand von der Speiseantenne zum Reflektor etwa 5.5 m [17].

Hohlleiterarray Die Antenne, ein lineares Array aus 16 Hohlleitern, hat den Nachteil, dass sie im P-Band mit 8 m Breite vergleichsweise groß gegenüber den Rillenhornstrahlern wäre.

Zusammenfassung Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die rechteckigen Hornstrahler am wenigsten für einen P-Band Kalibriertransponder geeignet wären, da sie die Anforderungen 4,9,10 und 11 der Tab. 3.1 nicht umsetzen kann. Ihre Geometrie erlaubt keine hohen Werte für die XPI und zu hohe Nebenkeulen begünstigen Mehrwegeeffekte, die wiederum die gesamte Messung verfälschen könnten. Wenn man nach der kleinsten Größe geht, dann wäre das Kreuzdipol-Array die beste Wahl. Einzig die X-Pol Eigenschaften verfehlen die geforderten -35 dB. Alle restlichen Antennentypen würden die Anforderungen theoretisch erfüllen können, wobei der Rillenhornstrahler die besten Betriebseigenschaften besitzt und gleichzeitig einer der kompakteren Antennentypen aus der Übersicht ist.

3.3.2 Wahl eines Rillenhorn-Antennentyps

Der Rillenhornstrahler, wie er im Kalibri-Transponder eingesetzt wird, ist nur eine von inzwischen vielen Variationen der Rillenhorn-Antenne. Zum jetzigen Zeitpunkt ist dieses Design bereits über 50 Jahre [35] alt und über die Jahre wurden einige andere Ausführungen entwickelt, die im Folgenden kurz miteinander verglichen werden, um am Ende den bestgeeigneten Rillenhorn-Antennentyp für einen Transponder festzulegen.

Linsenhorn-Antenne Eine Möglichkeit, um die Antenne zu verkürzen besteht darin, eine an der Apertur befestigte konvexe Linse mit relativer Permittivität von $\epsilon_r \approx 2.5$ [17] zur Bündelung von elektromagnetischer Strahlung. Abbildung 3.1(b) zeigt einen Linsenhornstrahler und dessen Profil ist in Abb. 3.1(a) zu sehen. Aufgrund des steilen Öffnungswinkels (hier $\gamma \approx 60^\circ$), werden horizontale Rillen verwendet, wie bereits in Abb. 2.8(a) erwähnt.

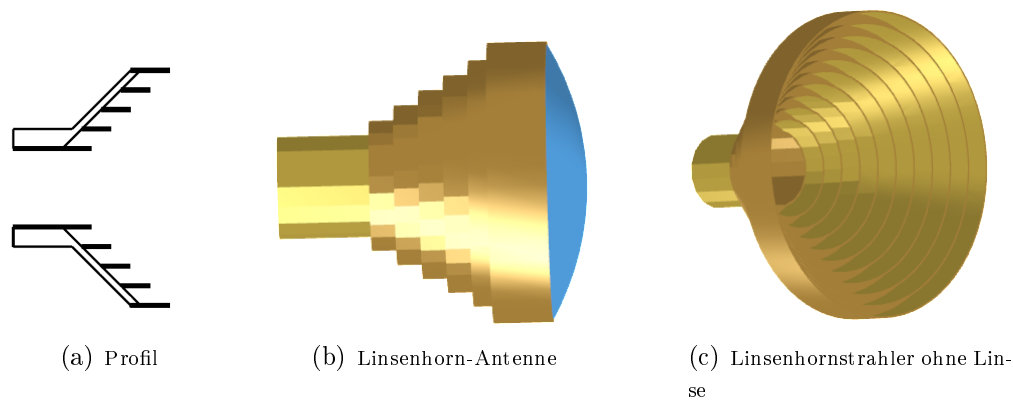


Abbildung 3.1: Der Linsenhornstrahler mit horizontalen Rillen und der konvexen Linse [36, 17].

Die Antenne besitzt die Maße $2.1\text{m} \times 1.6\text{m} \times 1.6\text{m}$ [17], womit die Fertigung einer Linse mit dem Durchmesser von 1.6m zusätzlich das Gewicht der Antenne erhöht. Zwar wäre auch eine Variante ohne Linse, wie in Abb. 3.1(c) denkbar, hätte aber mit 3.2m eine Verdoppelung des Aperturdurchmessers zufolge und dürfte strenggenommen nicht mehr Linsenhornstrahler heißen.

Bowl-Shaped-Hornstrahler Will man eine Hornantenne mit linearem Profil verkürzen, hat das Auswirkungen auf die Phasenlaufzeiten. Dabei würde die Phase im Inneren (direkter Weg) nicht optimal mit der äußeren (Innenwand) Phase passen, so dass sich der Mode nicht mehr optimal bilden und ausbreiten kann. Es stellt sich eine Verschlechterung des X-Pols und der Nebenkeulenunterdrückung ein. Höhere Nebenkeulen reduzieren den Gewinn. Eine Maßnahme um die Antennenlänge zu verkürzen ohne die Laufzeitunterschiede zu erhöhen, besteht in der Anwendung von nichtlinea-

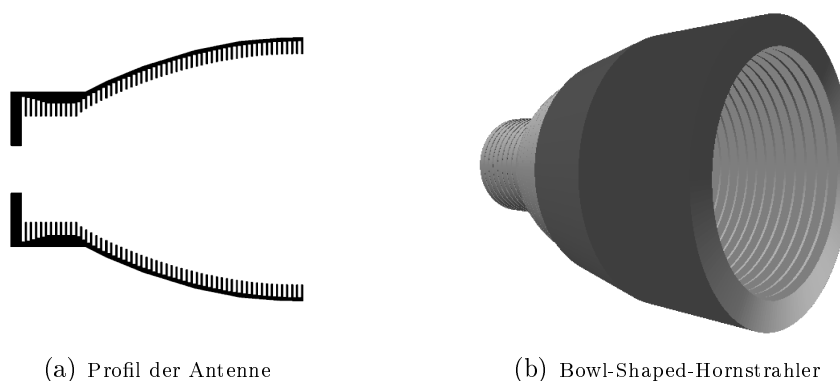


Abbildung 3.2: Der schalenförmige Bowl-Shaped-Hornstrahler und dessen Profil[36].

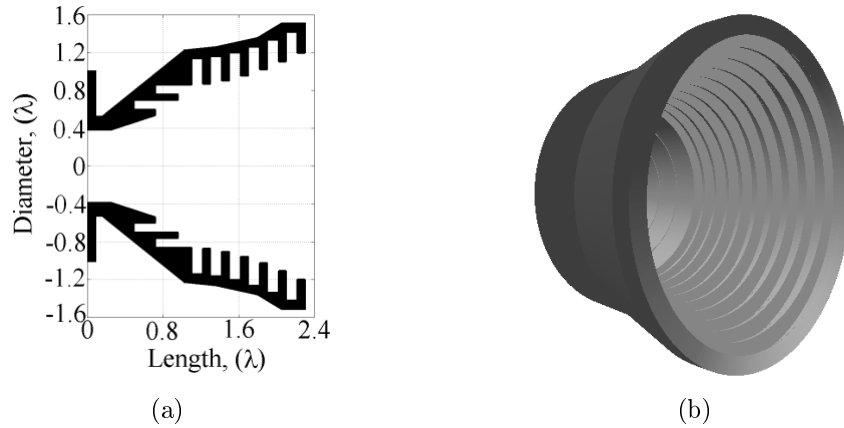


Abbildung 3.3: Choked-Gauß-Rillenhornantenne [36]

ren Profilen. In Abb. 3.2(b) ist ein sogenannter Bowl-Shaped-Hornstrahler [37] (vom engl. *Bowl* für Schale) dargestellt. Er zeichnet sich durch kompakte Geometrie, sehr niedrige Nebenkeulen und hoher XPI aus. Weniger gut ist dagegen die Bandbreite von maximal 5 %, obwohl das ausreichend wäre ($435\text{MHz} \cdot 0.05 = 22\text{MHz}$). Das Profil in Abb. 3.2(a) zeigt die hohe Anzahl an Rillen, wodurch niedrigere Fertigungstoleranzen entstehen. Allgemein gilt: Wie größer die Anzahl der Rillen, desto aufwändiger wird der Fertigungsprozess.

Verkürzte Gauß-Antenne Eine andere Rillenhornantenne mit nichtlinearem Profil sieht man in der Abb. 3.3(b). Ihre Bezeichnung nach [11, 38] ist *Choked Gaussian Profled Horn Antenna*. Für diese Arbeit gilt ab jetzt die sinngemäße Übersetzung ins Deutsche "**Verkürzte-Gauß-Antenne**" oder kurz VeGA. Der Name bezieht sich auf das gaußförmige Profil, definiert durch die Funktion der Strahlenbreite (2.10). Abbildung 3.3(a) zeigt die Antenne mit einer geringeren Rillenzahl gegenüber dem Bowl-Shaped-Hornstrahler. Der Gewinn beträgt bei einer Länge von $2.3\lambda_0$ und dem Aperturdurchmesser $2.4\lambda_0$ etwa 15 dBi (Abb. 3.3(a)). Die Abmaße $1.6\text{m} \times 2\text{m} \times 2\text{m}$ im P-Band sind bezogen zur Wellenlänge als kompakt zu bezeichnen. So wie die Bowl-Shaped-Antenne, besitzt sie eine hohe XPI von $> 44\text{dB}$ und niedrige Nebenkeulen, ist aber mit 15-20% deutlich breitbandiger.

Fazit Abschließend lässt sich sagen, dass der Linsenhornstrahler, bedingt durch die Größe der benötigten Linse, am ungeeignetsten von den drei Rillenhorn-Antennentypen ist. Die beiden anderen Hornstrahler mit nichtlinearem Profil erfüllen alle Anforderungen gleich gut. Beide erzielen einen annähernd reinen Gauß-Mode Ψ_{00} , ähnlich

hohe XPI sowie Nebenkeulenunterdrückung und sie besitzen vergleichbare Maße. Durch die Breitbandigkeit und der höheren Fertigungstoleranzen fiel die Entscheidung am Ende für die VeGA.

4 Verkürzte Gauß-Antenne

4.1 Einleitung

Die Choked-Gauß-Rillenhornantenne besteht im Wesentlichen aus zwei Bestandteilen (Abb. 4.1). Der Abschnitt, der Antennenhals (vom engl. *throat*) genannt wird, dient als Mode-Konverter für den eingespeisten Rundhohlleiter-Mode TE_{11} zum gewünschten Hybrid-Mode HE_{11} und ist in Abb. 4.1(a) sichtbar. Bedingt durch den relativ großen Öffnungswinkel, wird die Möglichkeit der horizontalen Rillen ausgenutzt; dies führt zu einem der kompaktesten TE_{11} - HE_{11} -Mode-Konvertern in der heutigen Antennentechnik. Die umgewandelte HE_{11} -Welle wandert in das Horn mit dem Gauß-Profil (Abb. 4.1(b)), wo es idealerweise in den Ψ_{00} -Mode übergeht, bevor es ins Fernfeld abgestrahlt wird.

4.2 CAD-Konstruktion

Für die Modellierung und Simulation wird die Software für elektromagnetische Feldsimulation FEKO 7.0 verwendet. Es wird das Ziel verfolgt, den Skript-Editor, der mit der Skriptsprache LUA 5.1 arbeitet, zum völlig automatisierten Aufbau der beiden VeGA-Teilstücke zu bringen. Durch die Wellenlängenabhängigkeit aller Parameter erreicht man die automatische Skalierung der Antenne an die Mittenfrequenz. Die

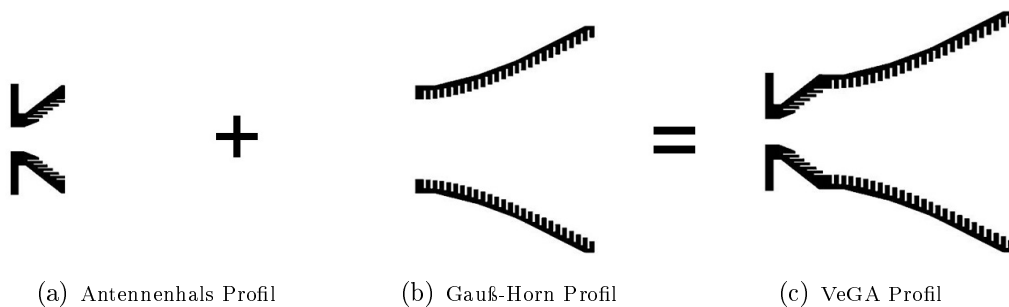


Abbildung 4.1: Schematischer Aufbau der VeGA aus zwei Teilen [36].

noch fehlenden Schritte, bevor die Simulation gestartet werden kann: Frequenzeingabe, Definition der Speisung (hier Hohlleiter), Speise-Mode Definition (hier TE_{11}), Messaufforderungen (hier 3D Fernfeld und Oberflächenströme) und schließlich die Erzeugung einer Gitterstruktur, dem sogenannten *Mesh*. Bei einer Vielzahl an erzeugten Geometrien muss jeder dieser Arbeitsschritte, die für sich gesehen geringen Aufwand benötigen, neu von Hand eingegeben werden und verhindern so die automatisierte Optimierung der Antenne. Im Grunde ist der Ansatz zur Erzeugung der Einzelteile recht simpel: Man subtrahiert jeweils zwei geometrische Objekte voneinander um so Stege oder Hohlräume zu schaffen. Die dabei entstandenen Körper subtrahiert man wieder oder vereint sie mit anderen; so entsteht nach und nach die komplexe Geometrie einer VeGA. Alle zur Konstruktion erforderlichen Körper sind in Abb. 4.2 zu sehen. In den folgenden zwei Abschnitten wird detailliert auf die praktische Umsetzung der beiden Antennenteile eingegangen.

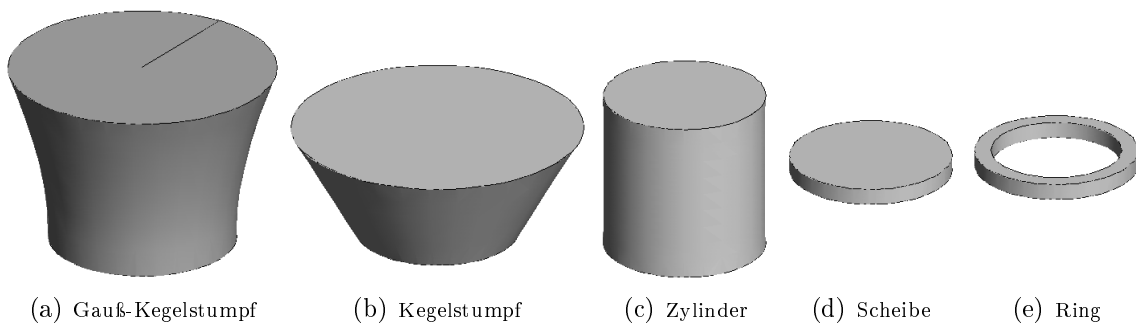


Abbildung 4.2: Die fünf erforderlichen Körper zur Konstruktion der VeGA.

4.2.1 Antennenhals

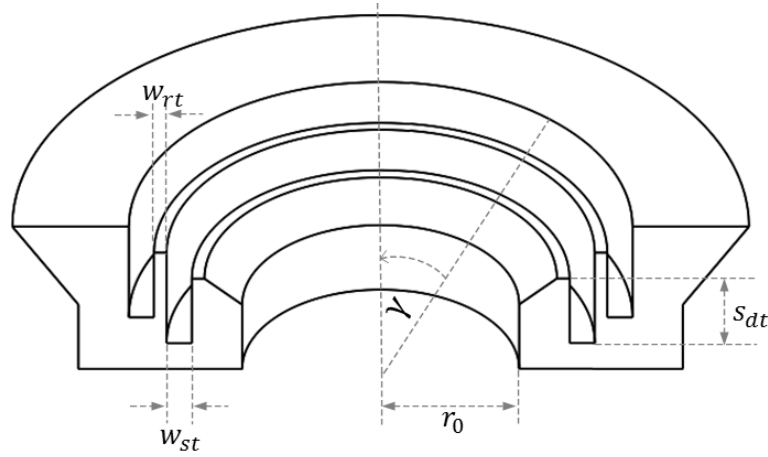


Abbildung 4.3: Antennenhals mit den wichtigsten Parametern.

Die Designparameter aus Abb. 4.3 sind:

$$\begin{aligned}
 w_{rt} &= w_{rt_{const}} \cdot \lambda_0 && \text{Breite eines Stegs [m]} \\
 w_{st} &= w_{st_{const}} \cdot \lambda_0 && \text{Breite einer Rille [m]} \\
 s_{dt} &= s_{dt_{const}} \cdot \lambda_0 && \text{Tiefe einer Rille [m]} \\
 0^\circ < \gamma < 90^\circ &&& \text{Öffnungswinkel des Profils [^\circ]} \\
 x_R &&& \text{Anzahl der Rillen} \\
 r_t &= r_{t_{const}} \cdot \lambda_0 && \text{Hohlleiter-Radius [m]}
 \end{aligned}
 \left. \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right\} p_t = w_{rt} + w_{st} \quad \text{Periode [m]}$$

1. Schritt Durch Subtraktion der inneren Scheibe von der äußeren entsteht ein Ring (Abb. 4.4). Die innere Scheibe mit Radius r_t entspricht dem Hohlleiter-Radius zur Speisung der Antenne. Die äußere Scheibe hat den Radius

$$r_{au\beta en} = r_t + p_t + w_{wt} = r_t + p_t + w_{wt_{const}} \cdot \lambda_0$$

wobei der Parameter w_{wt} für die zusätzlich benötigte Wandstärke steht. Die Ringhöhe ist mit der Rillentiefe s_{dt} ausreichend definiert ist.

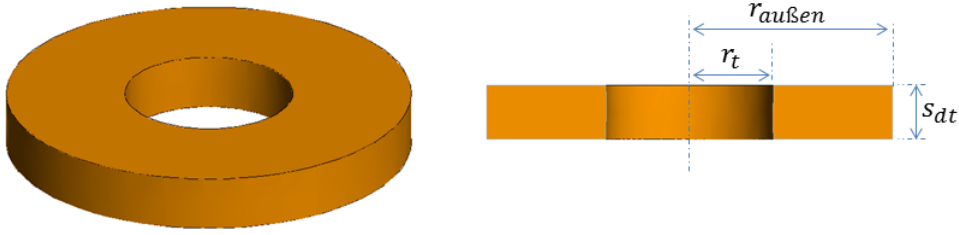


Abbildung 4.4: Antennenhals: Schritt 1.

2. Schritt Auf den Ring aus dem 1. Schritt werden zwei Kegelstümpfe platziert (Abb. 4.5). Der **innere** setzt den Öffnungswinkel des Profils γ und somit auch den Anfangsradius des Horns fest:

$$r_{oben_i} = r_t + c_{lt} = r_t + x \cdot p_t \quad \text{mit} \quad x = x_R + 1 .$$

Zur Bestimmung der Höhe q_t wurde eine trigonometrische Winkelfunktion am **rechtwinkligen Dreieck** angewandt:

$$q_t = \frac{c_{lt}}{\tan\left(\frac{\pi \cdot \gamma}{180^\circ}\right)} = \frac{x \cdot p_t}{\tan\left(\frac{\pi \cdot \gamma}{180^\circ}\right)} .$$

Nun ist erkennbar, warum die Ringhöhe aus dem ersten Schritt mit der Rillentiefe s_{dt} gleichgesetzt werden kann. Die Winkel γ verhindert durch seine Bedingung, dass eine Rille mit der Tiefe s_{dt} die Unterseite des Ringes erreichen und ein Loch verursachen kann. Die **gepunkteten Linien** sollen eine gedachte Rille des gaußförmigen Horns mit den Parametern für die Wandstärke w_{wf} und Rillentiefe s_{df} repräsentieren. Bei der Konstruktion des oberen Radius müssen diese berücksichtigt werden.

$$r_{oben_a} = r_t + c_{lt} + s_{df} + w_{wf} = r_t + x \cdot p_t + s_{df} + w_{wf}$$

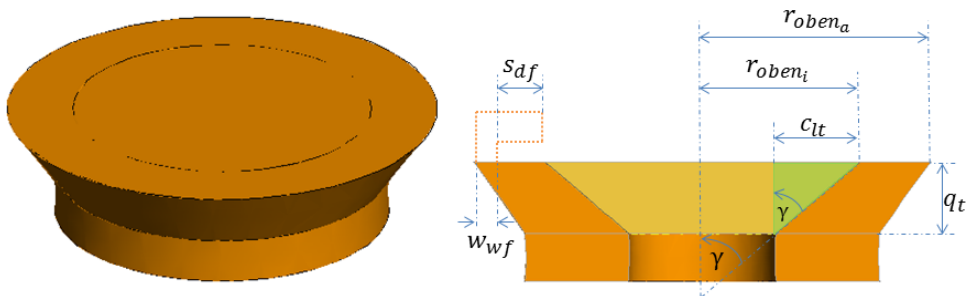


Abbildung 4.5: Antennenhals: Schritt 2.

3. Schritt In diesem Arbeitsschritt entsteht das Rillenprofil. Für die Erzeugung eines Steg-Rille-Paars benötigt man eine **Kombination** aus einem Ring und einer Scheibe (Abb. 4.6), die in Abständen von p_{rt} (Ringe) bzw. p_{st} (Scheiben) vom äußeren Kegelstumpf subtrahiert werden.

$$p_{rt}(n) = n \cdot b_t = n \cdot \frac{q_t}{x} \quad \text{für} \quad n = 1, 2, \dots, x$$

$$p_{st} = p_{rt} + s_{dt}$$

Die Radien vom Ring und der Scheibe werden gleichgesetzt und setzen sich folgendermaßen zusammen:

$$r_{st}(n) = r_t + p_t + n \cdot p_t = r_t + p_t(1 + n) \quad \text{für} \quad n = 1, 2, \dots, x$$

Im FEKO-Skript wurde eine Schleife geschrieben, die n-mal durchlaufen wird und dabei jeweils einen Ring und eine Scheibe mit dem Radius r_{st} erzeugt. Diese werden mit p_{rt} bzw. p_{st} in Position gebracht und vom Körper subtrahiert. Am Ende subtrahiert man noch den inneren Kegelstumpf (2. Schritt) vom Rest und man erhält den fertigen Antennenhals wie er in Abb. 4.7 zu sehen ist.

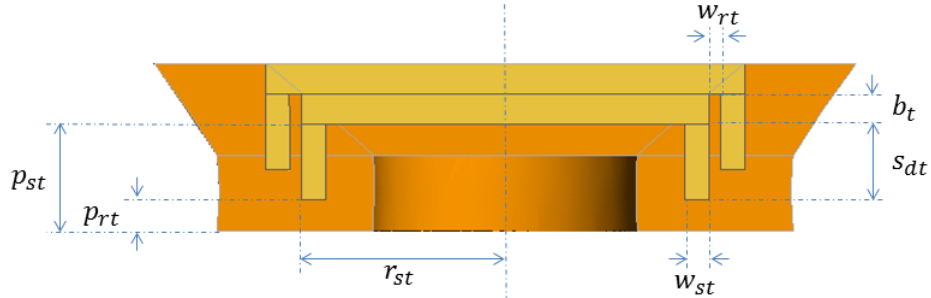


Abbildung 4.6: Antennenhals: Schritt 3.

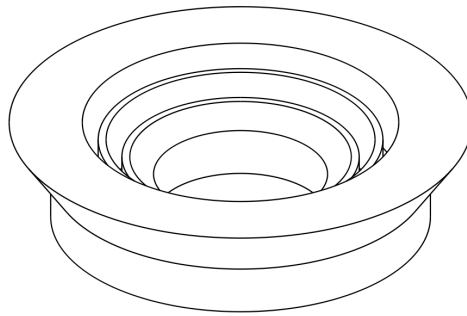


Abbildung 4.7: Der fertige Antennenhals.

4.2.2 Horn mit gaußförmigem Profil

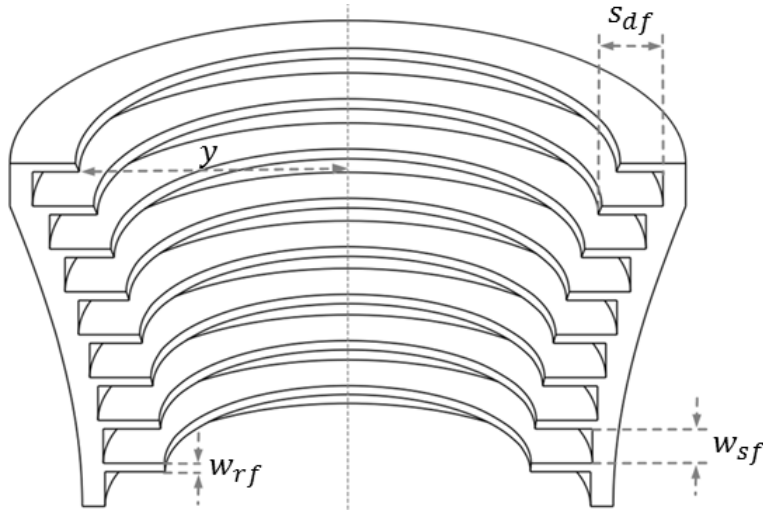


Abbildung 4.8: Gauß-Horn mit den wichtigsten Parametern.

Die Geometrie des Horns mit gaußförmigem Profil kann durch folgende fünf wellenlängenabhängige Parameter aus Abb. 4.8 spezifiziert werden:

$$\left. \begin{aligned} w_{rf} &= w_{rf_{const}} \cdot \lambda_0 && \text{Breite eines Stegs [m]} \\ w_{sf} &= w_{sf_{const}} \cdot \lambda_0 && \text{Breite einer Rille [m]} \end{aligned} \right\} p_f = w_{rf} + w_{sf} \quad \text{Periode [m]}$$

$$s_{df} = s_{df_{const}} \cdot \lambda_0 \quad \text{Tiefe einer Rille [m]}$$

$$t_R \quad \text{Anzahl der Rillen}$$

$$y = y_{const} \cdot \lambda_0 \quad \text{Apertur Radius [m]}$$

Ähnlich wie in Abschnitt 4.2.1 gibt es neben den Designparametern auch andere Parameter, die nur intern für Berechnungen benötigt werden. Diese werden im Folgenden durch schrittweise Herleitung erklärt.

1. Schritt Als erstes wird ein Gauß-Kegelstumpf wie in Abb. 4.2(a) auf S. 31 entwickelt. Man nimmt dafür die Funktion der Strahlenbreite (2.10) [11]:

$$r(z) = r_{oben_i} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda_0 \cdot z}{\pi \cdot \alpha^2 \cdot r_{oben_i}^2} \right)^2}. \quad (4.1)$$

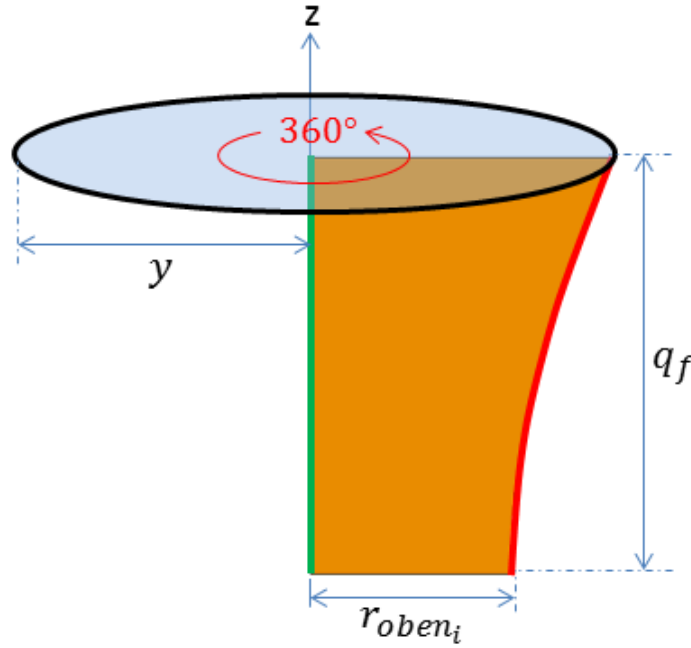


Abbildung 4.9: Gauß-Horn: Schritt 1.

Radius r_{oben_i} ersetzt die Strahltaille w_0 und ein weiterer Parameter α wird eingeführt.

$$\alpha(z) = \sqrt{\frac{\lambda_0 \cdot z}{\pi \cdot r_{oben_i}^2 \cdot \sqrt{\left(\frac{y}{r_{oben_i}}\right)^2 - 1}}} \quad \text{mit} \quad y = r(z) . \quad (4.2)$$

Anhand der Gleichung (4.2) wird α für den gewünschten Apertur-Radius y bestimmt und anschließend in die Gleichung (4.1) eingesetzt. Dadurch erzeugt man die gewünschte Abhängigkeit von y und kann somit die **Gauß-Kurve** beschreiben (Abb. 4.9). **Hilfslinie** und **Gauß-Kurve** werden zu einer **Fläche** verbunden. Der innere Gauß-Kegelstumpf (Abb. 4.2(a)) wurde durch Rotation der Funktion $r(z)$ um die z -Achse erzeugt. Die Höhe q_f ist definiert durch

$$q_f = t_R \cdot p_f .$$

2. Schritt Entlang des Gauß-Kegelstumpfs werden Scheiben mit der Höhe w_{rf} und den Radien r_{sf} in z -Richtung mit den Abständen p_{sf} angereiht. Das resultierende Objekt kann in Abb. 4.10 betrachtet werden.

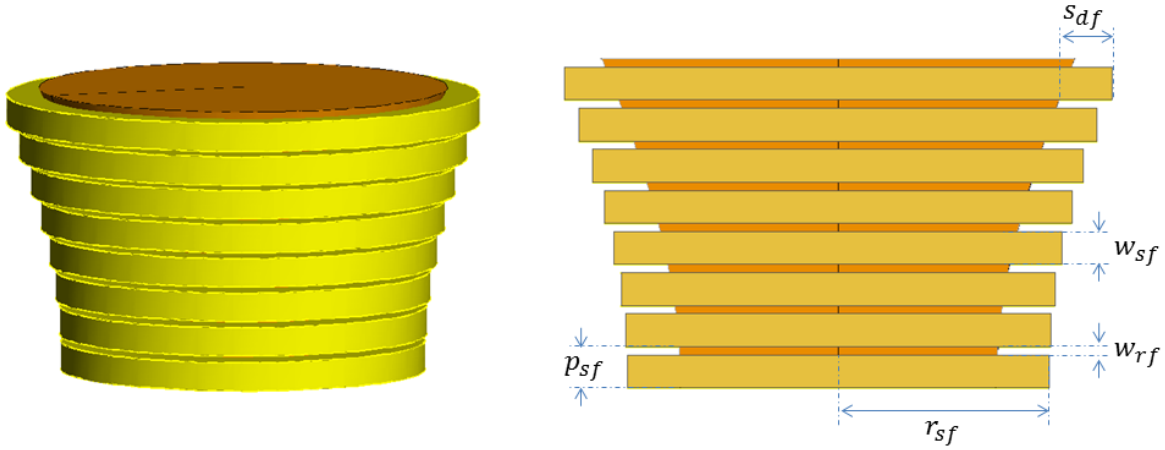


Abbildung 4.10: Gauß-Horn: Schritt 2.

Die Abstände p_{sf} und Radien r_{sf} sind folgenderweise festgelegt:

$$p_{sf}(n) = n \cdot p_f \quad \text{für} \quad n = 0, 1, \dots, t_R$$

$$r_{sf}(n) = r(p_{sf}) + s_{df} = r_{oben_i} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda_0 \cdot p_{sf}}{\pi \cdot \alpha^2 \cdot r_{oben_i}^2} \right)^2} + s_{df}$$

Zusätzlich wurde eine alternative Variante konstruiert, die anstatt abgesenkten Stegen wie in Abb. 4.10, ebene Stege besitzt. Eine Gegenüberstellung beider Varianten zeigt Abb. 4.11. Im Gegensatz zur abgesenkten Variante wird kein Gauß-Kegelstumpf benötigt, sondern weitere Scheiben mit der Höhe w_{rf} , deren Radien r_{sf_e} sich entlang des Gauß-Verlaufs mit den Abständen p_{sf_e} verändern.

$$p_{sf_e}(n) = n \cdot p_f + w_{sf} \quad \text{für} \quad n = 0, 1, \dots, t_R$$

$$r_{sf_e}(n) = r_{oben_i} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda_0 \cdot (n+1) \cdot p_f}{\pi \cdot \alpha^2 \cdot r_{oben_i}^2} \right)^2}$$

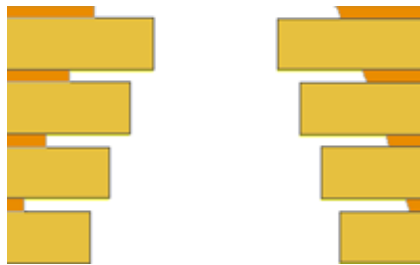


Abbildung 4.11: Ebene Stege (links) und abgesenkte Stege (rechts).

3. Schritt Die Rillen und Stege vom Gauß-Horn entstehen durch Subtraktion des "Negativs" von einem **äußeren Gauß-Kegelstumpf** mit dem Radius r_{oben_a} (Abb. 4.12). Man erreicht eine zusätzliche Reduktion des Antennendurchmessers, indem man den äußeren Gauß-Kegelstumpf um eine Periode p_f verkürzt und den entstandenen Leerraum durch eine Scheibe ersetzt. Der Radius r_{ant} der VeGA berechnet sich aus:

$$r_{ant} = r_{oben_i} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda_0 \cdot (t_R - 1) \cdot p_f}{\pi \cdot \alpha^2 \cdot r_{oben_i}^2} \right)^2}$$

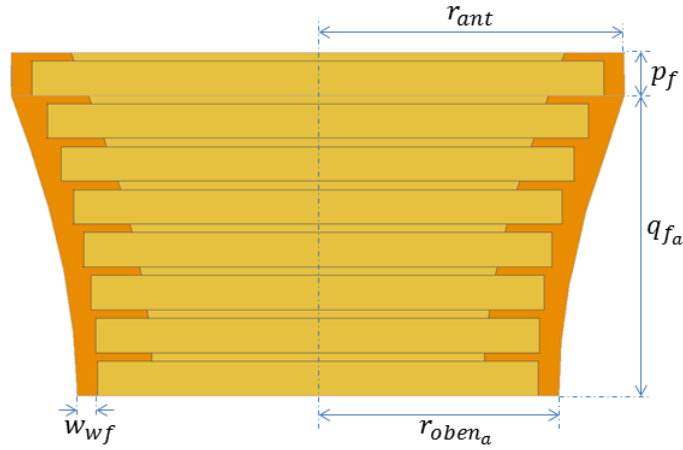


Abbildung 4.12: Gauß-Horn: Schritt 3.

4. Schritt Im finalen Schritt werden die zwei fertigen Teilstücke miteinander verknüpft und erzeugen damit die komplette VeGA (Abb. 4.13). Sie ist insgesamt von elf Parametern abhängig, die in Tab. 4.1 aufgelistet sind.

Tabelle 4.1: Überblick über die VeGA-Designparameter.

Parameter	Antennenhals	Gauß-Horn
Breite eines Stegs [m]	$w_{rt} = w_{rt_{const}} \cdot \lambda_0$	$w_{rf} = w_{rf_{const}} \cdot \lambda_0$
Breite einer Rille [m]	$w_{st} = w_{st_{const}} \cdot \lambda_0$	$w_{sf} = w_{sf_{const}} \cdot \lambda_0$
Tiefe einer Rille [m]	$s_{dt} = s_{dt_{const}} \cdot \lambda_0$	$s_{df} = s_{df_{const}} \cdot \lambda_0$
Anzahl der Rillen	x_R	t_R
Öffnungswinkel des Profils [°]	$0^\circ < \gamma < 90^\circ$	
Hohlleiter Radius	$r_t = r_{t_{const}} \cdot \lambda_0$	

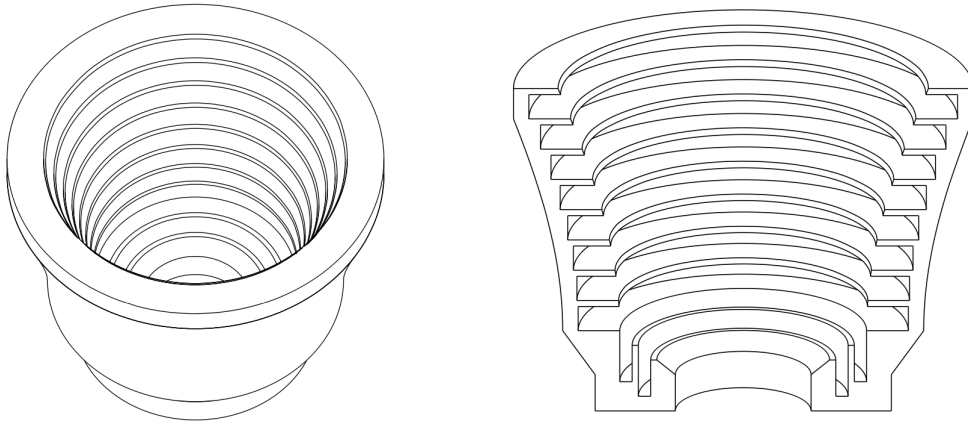


Abbildung 4.13: Gauß-Horn: Das fertige Design nach Schritt 4.

4.3 Simulationen mit FEKO

In diesem Abschnitt wird anhand von Simulationen untersucht, wie gut die Antenne die Anforderungen der Tab. 3.1 auf S. 21 umsetzen kann. Neben den Vergleichen mit zwei weiteren Rillenhornstrahlern gilt es herauszufinden, wie groß der Einfluss der Steggeometrien auf die Richtcharakteristik und Polarisation ist. Alle Simulationen wurden bei der Frequenz $f_0 = 435$ MHz (P-Band) durchgeführt.

4.3.1 Wahl der optimalen Parameter

Zur Bestimmung der optimalen VeGA-Parameter wurden Simulationen mit den in Tab. 4.2 aufgeführten Einstellungen durchgeführt. Die Parameter $r_{t_{const}} = 11/25$, $w_{rf_{const}} = 1/24$, $w_{sf_{const}} = 1/6$, $w_{wt_{const}} = 2/5$ und $w_{wf_{const}} = 1/10$ blieben unverändert und sind deshalb in der Tabelle nicht aufgeführt.

Tabelle 4.2: Übersicht der Parameter für sechs Simulationen.

Simulation	$\gamma/^\circ$	x	$ws_{t_{const}}$	wrt_{const}	$sd_{t_{const}}$	t	y_{const}	$sd_{f_{const}}$	Länge/m	\emptyset /m
P1_a	50	2	1/10	1/20	1/4	8	1.2	1/4	1.58	2.05
P2_a	50	2	1/10	1/20	1/4	8	1.2	0.27	1.58	2.07
P3_a	50	2	1/10	1/20	0.27	8	1.2	0.27	1.59	2.07
P4_a	45	3	2/25	1/25	1/4	8	1.2	0.27	1.65	2.08
P5_a	50	2	2/25	1/25	1/4	8	1.2	0.27	1.53	2.05
P6_a	50	2	2/25	1/25	1/4	9	1.3	0.27	1.67	2.18

Beurteilung der Simulationsergebnisse Abbildung 4.14 zeigt die normierte Richtcharakteristik sowie den Verlauf der Kreuzpolarisation (Ludwig 3 [6]) für die sechs Parametersätze aus Tab. 4.2. Alle sechs Richtdiagramme liegen innerhalb des geforderten Bereichs, doch nur P5_a und P6_a erfüllen die Anforderung bezüglich Gewinn (15 dBi) und kreuzpolarer Unterdrückung (≥ 35 dB).

Eine bewährte Vorgehensweise bei der Optimierung von Systemen mit vielen Parametern ist, dass man nur einen Parameter gleichzeitig verändert. Dabei schaut man sich die Veränderungen der Mess- bzw. Simulationsergebnisse an und bewertet diese. Man wiederholt den Prozess, bis man das gewünschte Resultat erreicht hat.

Insgesamt lässt sich sagen, dass der Antennenhals auf Änderungen empfindlicher reagiert als das Gauß-Horn. Das gilt für die Richtcharakteristik als auch für den Verlauf der Kreuzpolarisation, wobei die Kreuzpolarisation dominiert. Diese Erkenntnis bestätigt sich durch den Vergleich zwischen P2_a und P5_a, welche sich durch die Rillen- bzw. Stegbreite am Antennenhals unterscheiden.

$$\Delta w_{st_{const}} = w_{st_{const}}(P1_a) - w_{st_{const}}(P5_a) = 0,02$$

$$\Delta w_{rt_{const}} = w_{rt_{const}}(P1_a) - w_{rt_{const}}(P5_a) = 0,01$$

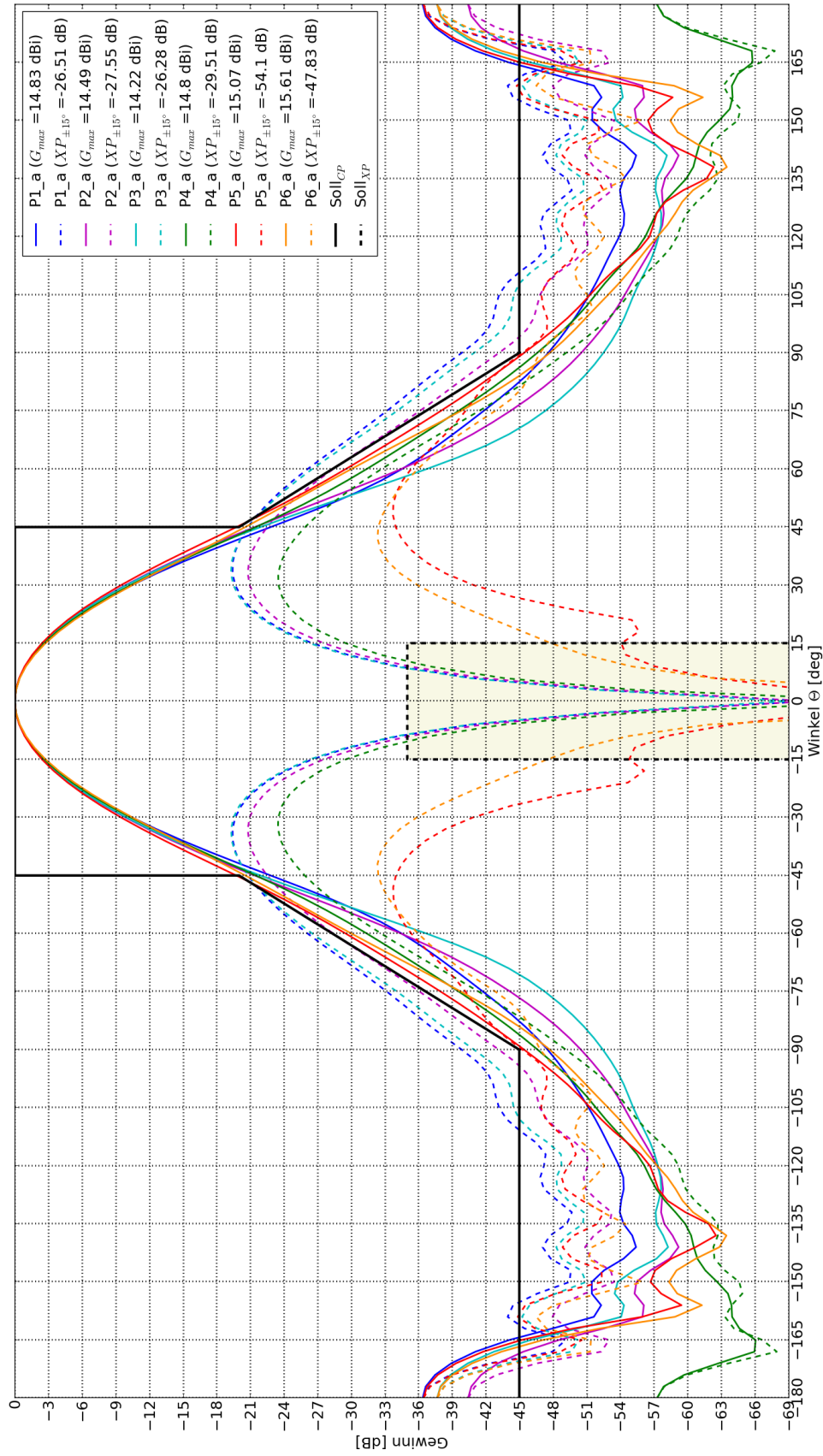


Abbildung 4.14: Simulation der Co- und Kreuzpolarisation für die sechs Parametereinstellungen aus Tab. 4.2.

Dadurch erfährt P5_a eine Verbesserung in X-Pol um 27 dB und beim Gewinn 0,5 dB gegenüber P2_a. Der Grund für die hohe kreuzpolare Empfindlichkeit des Antennenhalses ist, dass sich in diesem Abschnitt der Antenne der HE_{11} aus dem TE_{11} Speise-Mode bildet und somit auch die Güte der Kreuzpolarisation. Je näher man dem idealen HE_{11} aus Abb. 2.8(b) kommt, desto niedriger die kreuzpolaren Anteile. Das Gauß-Horn hingegen ist für die möglichst verlustfreie Ausbreitung des HE_{11} ins Fernfeld zuständig und bildet den Übergang zum Ψ_{00} . Das heißt: Erzeugen die Parametereinstellungen am Antennenhals hohe kreuzpolare Anteile, wird es unmöglich sein eine niedrige X-Pol durch den Abgleich der Parameter am Gauß-Horn zu erhalten. Mit der Einstellung P5_a erzielte die Simulation die niedrigsten kreuzpolaren Anteile bei ausreichend hohem Gewinn. Sie wird deshalb zu weiteren Analysen herangezogen.

4.3.2 Vergleich von Steggeometrien

Wie bereits im Kapitel 4.2.2 auf S. 37 erwähnt, wurden zwei verschiedene Steggeometrien realisiert (Abb. 4.11). Auf Abb. 4.15 sind Richtcharakteristik und X-Pol der abgesenkten (P5_a) und ebenen (P5_e) Stege in normierter Darstellung abgebildet. Die ebene Steggeometrie weist einen um 0.05 dB höheren Gewinn und liegt somit im Bereich der Simulationsgenauigkeit. Im relevanten Bereich von $\theta = \pm 15^\circ$ ist die

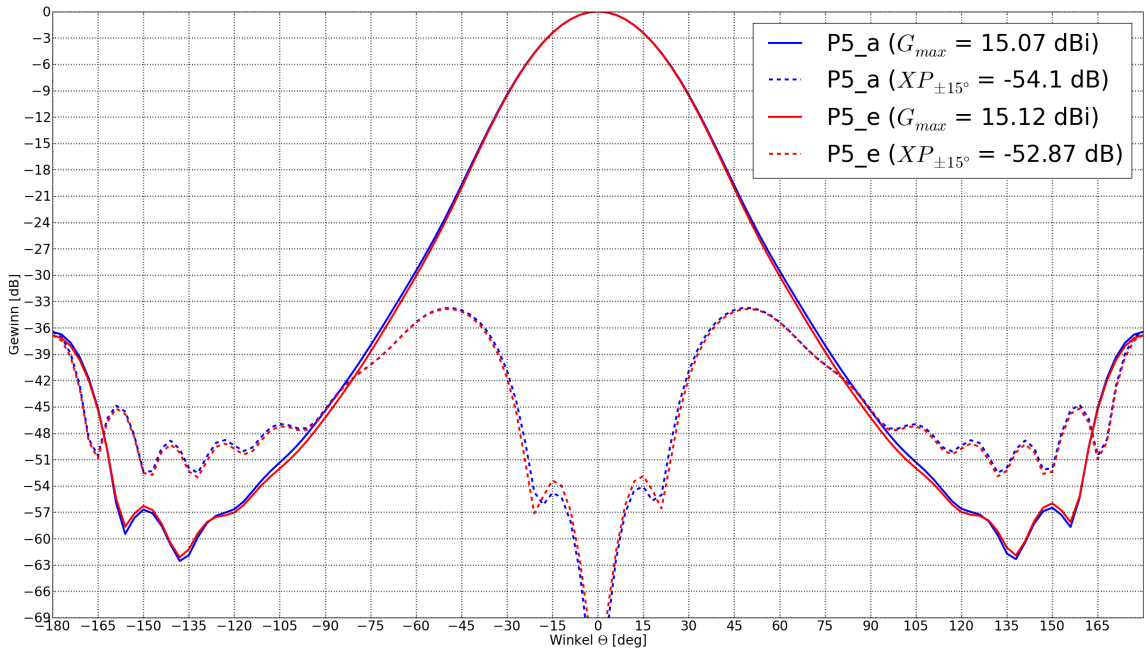


Abbildung 4.15: Simulation der CP und XP für ebene und abgesenkte Steggeometrien.

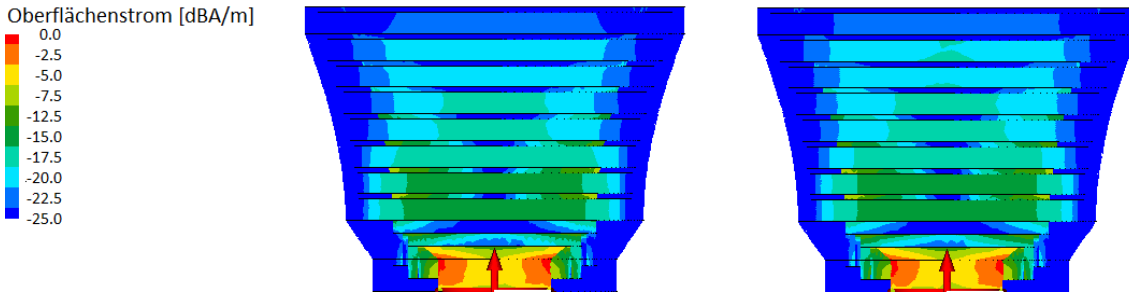


Abbildung 4.16: Oberflächenströme für (links) abgesenkte und (rechts) ebene Stege

XPI jedoch um 1.14 dB höher gegenüber der abgesenkten Geometrie. Die visuelle Darstellung der Oberflächenströme in Abb. 4.16 dient der Erklärung für die kreuzpolaren Unterschiede. Es zeigt den normierten Oberflächenstrom in dBA/m mit Hilfe der diskreten Farbdarstellung. Nach Kapitel 2.2.1 fließen in einem Rillenhornstrahler idealerweise keine Ströme und erzeugen damit einen idealen HE_{11} Mode, der keine kreuzpolaren Anteile besitzt. In der Praxis können Oberflächenströme nicht vollständig ausgelöscht werden, es gilt; je kleiner der Oberflächenstrom, desto niedriger der kreuzpolare Pegel. Vergleicht man die ersten drei Rillen von oben, sieht man bei den unteren zwei Rillen der ebenen Stege höhere Oberflächenströme (blaugrüne Flächen). Bei der obersten Rille beider Steggeometrien geht das hellblaue ins dunkelblaue über, wobei die ebene Steggeometrie die größere hellblaue Fläche besitzt und somit höhere Oberflächenströme und kreuzpolare Anteile aufweist. Aufgrund der minimal besseren Kreuzpolarisation wird die Einstellung P5_a für den Rest der Arbeit beibehalten.

4.3.3 Vergleich mit anderen Hornstrahlern

Es werden drei Hornstrahler mit der VeGA verglichen. Abbildung 4.17 zeigt die Richtcharakteristik und Kreuzpolarisation des Rillenhornstrahlers (blau), Potter-Hornstrahlers (grün), Linsenhornstrahlers (cyan) und der VeGA (rot). Sie bestätigt die in 3.3.1 und 3.3.2 aufgestellten Schätzungen nach [17]. Wie vorhergesagt, erreicht der glattwandige Potter-Hornstrahler als einziger der vier Horn-Antennen nicht die kreuzpolaren Anforderungen. Die Nebenkeulen des Linsen- und Potter-Hornstrahlers bzw. die breite Hauptkeule beim Rillenhornstrahler befinden sich außerhalb des geforderten Bereichs. Dies könnte zu Mehrwegeeffekten führen und eine Messung außerhalb reflexionsarmer Messräume verfälschen. Insgesamt konnte durch Simulationen das in [11, 13] beschriebene Abstrahlverhalten der VeGA bestätigt werden.

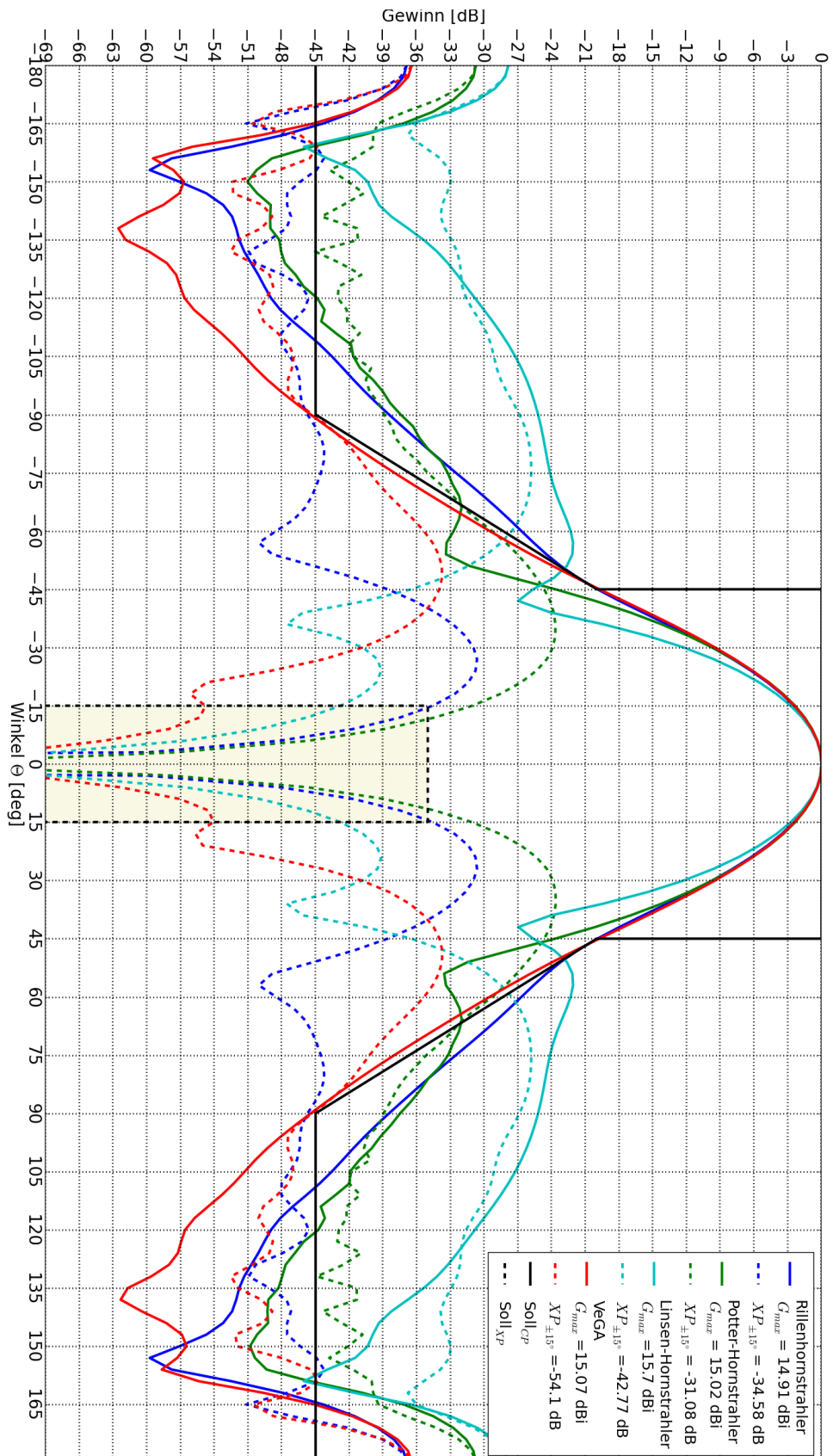


Abbildung 4.17: Vergleich zwischen Rillenhornstrahler, Potter-Hornstrahler, Linsen-Hornstrahler und der VeGA.

Die Antenne erreicht nach Optimierung der Parameter einen X-Pol der um den Faktor 20 (13dB) niedriger ist als das nächstbessere Ergebnis, der Linsen-Hornstrahler. Dabei genügt die Keulenbreite und der Gewinn noch den Anforderungen.

Abbildung 4.18 zeigt eine Gegenüberstellung der vier simulierten Antennen mit ihren Bemaßungen. Sie sind auf 15 dBi Gewinn dimensioniert und auf das P-Band skaliert. Die VeGA hat die kürzeste Länge aber auch die breiteste Apertur. Als einzige Antenne in diesem Vergleich ohne Rillen ist der Potter-Hornstrahler mit annähernd 5 m Länge. Trotz der mehr als dreifachen Länge im Vergleich zur VeGA, weist er einen geringeren Gewinn auf. Auch die kreuzpolare Anforderung kann die Antenne nicht erfüllen.

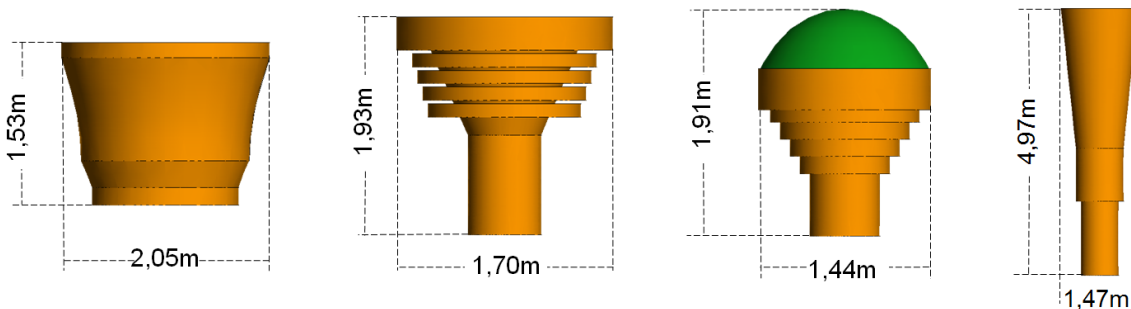


Abbildung 4.18: Größenvergleich (links nach rechts): VeGA, Rillenhornstrahler, Linsen-Hornstrahler und Potter-Hornstrahler.

4.4 Resultierendes Design und Fertigung

Die Antenne hat bei den gegenwärtigen Bemaßungen von $1,53\text{m} \times 2,05\text{m} \times 2,05\text{m}$ ein Gewicht von mehreren Hundert Kilogramm, würde man sie massiv aus Metall fertigen. Eine Reduktion des Gewichts erreicht man durch Aushöhlen des Körpers, indem man die Außenwände durch dünne Bleche ersetzt. Damit würde die Antenne trotzdem noch über 100 kg wiegen. Eine andere mögliche Alternative zur Gewichtsreduktion ist die Verwendung von Kunststoffen mit leitfähiger Beschichtung. Um transportfähig zu bleiben, soll die Antenne in mehrere Teilstücke zerlegbar und am Einsatzort wieder zusammenbaubar sein.

Ein Prototyp aus acht Einzelteilen, davon je vier pro Antennenhals und Gauß-Horn, wurde im C-Band in einem 3D-Drucker realisiert (Abb. 4.19(a)). Der Werkstoff PA 2200 ist ein sogenanntes leitfähiges Polymer auf Basis von Polyamid 12 und wird beim 3D-Druckverfahren selektives Lasersintern (SLS) verwendet. Das Material

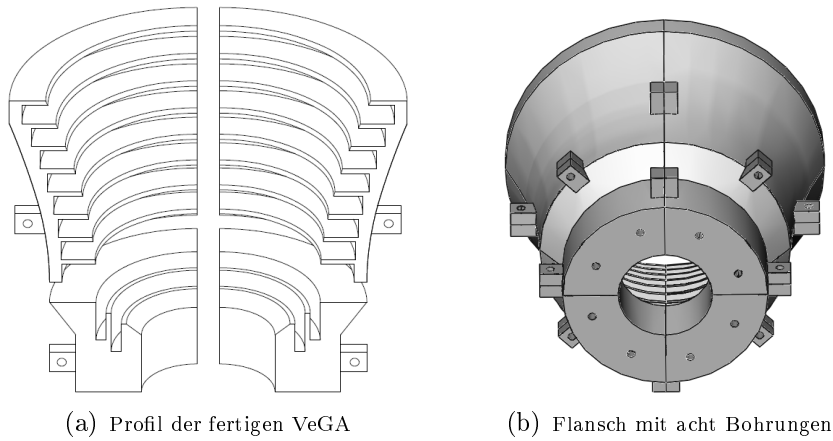


Abbildung 4.19: Das resultierende Design ist in acht Teilstücke aufgeteilt.

weist gemäß des Herstellers¹ eine hohe Festigkeit, Steifigkeit, Langzeitstabilität und Nachbehandlungsmöglichkeiten wie z. B. Metallisierung oder Bohrungen auf. Beim SLS Verfahren wächst die Geometrie des Werkstückes schichtweise durch die Belichtung und damit Aushärtung des pulverförmigen PA 2200. Nach dem Druck eines jeden Teilstückes wird es durch Galvanisierung mit einer Nickelschicht überzogen.

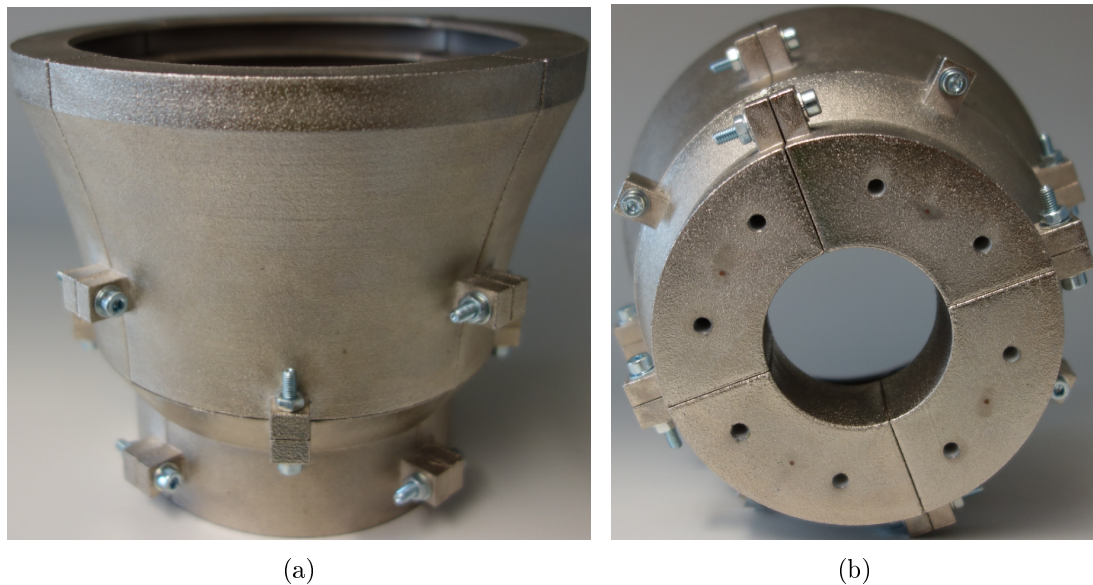


Abbildung 4.20: (a) Gedruckte und metallisierte VeGA , (b) Flansch mit acht Bohrungen.

¹Creabis GmbH, Kapellenstraße 11, 85622 Feldkirchen

Die einzelnen Teilstücke werden durch Schrauben zusammengehalten. Dafür musste die Konstruktion um 24 Stege an der Außenwand ergänzt werden (Abb.4.19), also drei Stege pro Teilstück. Zusätzlich wurde der Antennenhals um 1.5 cm für acht Gewindebohrungen verlängert (Abb. 4.19(b)), die später bei der Messung den Hohlleiterübergang von rund zu rechteckig mit der VeGA verbinden. Das resultierende Design beträgt die Abmaße $0.138\text{m} \times 0.164\text{m} \times 0.164\text{m}$. Abbildung 4.19 zeigt die im 3D-Drucker hergestellte und anschließend galvanisch behandelte VeGA in ihrem zusammengeschraubten Zustand.

An dieser Stelle wird darauf hingewiesen, dass die Fertigung einer P-Band VeGA mit dem SLS Verfahren zur Zeit aufgrund des limitierten Bauraums der 3D-Drucker unrentabel und nur mit dem Aufwand, die Antenne in mehr Elemente zu zerlegen, realisierbar wäre. Eine günstigere Alternative wäre ein Schaum, welcher in Form gegossen wird und aushärtet. Im Rahmen dieser Arbeit liegt der Fokus primär auf der Untersuchung der Grundidee, nämlich eine aus mehreren, metallisch beschichteten Kunststoffelementen zusammengesetzte Antenne. Dabei soll sich nicht auf ein bestimmtes Fertigungsverfahren festgelegt werden.

5 Antennenmesskampagne

In Kapitel 4 wurde nach der Optimierung in FEKO die VeGA in acht Teilstücke aufgeteilt um später im P-Band transportfähig zu sein. Anschließend wurde sie in einem 3D-Druckverfahren aus Kunststoff gefertigt und durch Galvanisierung metallisch beschichtet, wodurch eine Gewichtsreduktion erreicht wurde.

In diesem Kapitel werden Messungen zur Überprüfung der Reproduzierbarkeit der Messergebnisse nach dem zerlegen und zusammenbauen der VeGA durchgeführt und beschrieben. Das ist für das P-Band-Konzept wichtig, da dies aufgrund der Größe nach der Kalibrierung notwendig ist. Die Richtdiagramme wurden in einer Absorbermesskammer (CTR) durchgeführt, während das Stehwellenverhältnis (VSWR) für die Anpassungsmessung im Freiraum gemessen wurde.

5.1 Vorbereitung

Durch das Fehlen einer Anschlussmöglichkeit für eine Koaxialleitung kann die VeGA

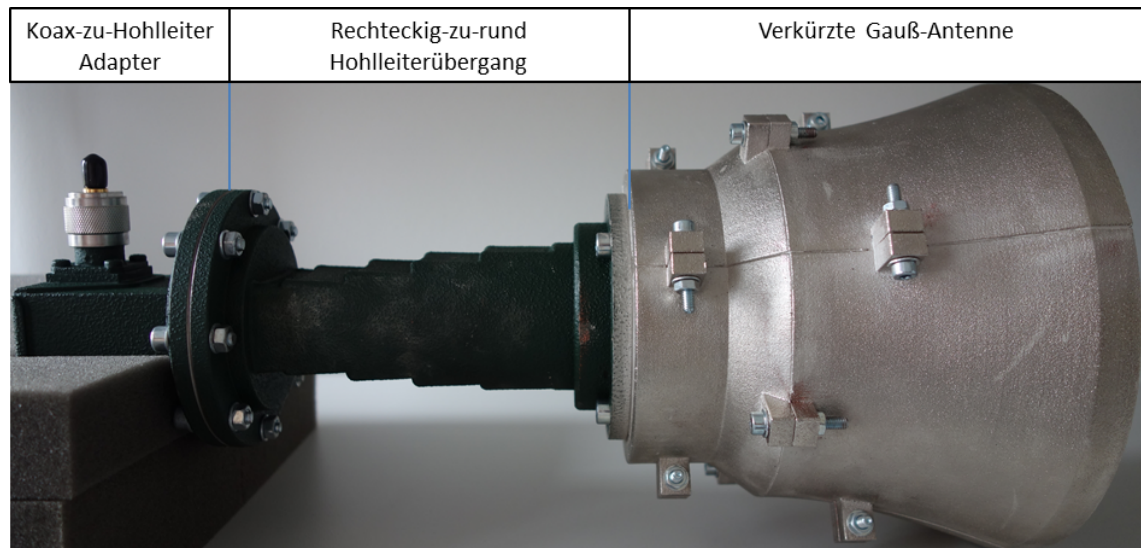


Abbildung 5.1: Der präparierte Zustand der Antenne für den Anschluß an ein Messgerät.

in dem in Abb. 4.20 gezeigten Zustand nicht an einen Signalgenerator bzw. Netzwerkanalysator (NWA) angeschlossen werden. Deshalb wird an die Unterseite der Antenne (Abb. 4.20(b)) zusätzlich ein Hohlleiterübergang montiert. Dieser verbindet den Anschluß der runden Hohlleiterzuführung der VeGA mit einem rechteckigen Adapter für die Speisung mit einem Koaxialkabel (Abb. 5.1). Eine zusätzliche Adapterplatte dient der Befestigung der Antenne am Drehturm in der Absorbermesskammer. Sie wird am Flansch des Hohlleiterübergangs befestigt (Abb. 5.2).

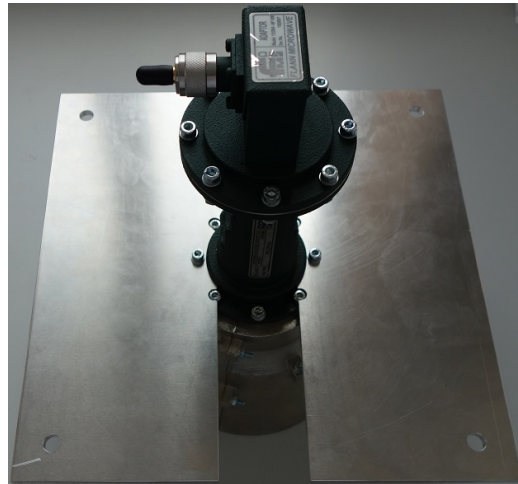


Abbildung 5.2: Die Adapterplatte erlaubt die Montage an den Drehturm der CTR.

5.2 Anpassungsmessung

5.2.1 Messaufbau

Die VeGA samt Hohlleiterübergang und dem Koax-Hohlleiter Adapter wird für die VSWR-Messung wie in Abb. 5.3(a) an ein Fensterbrett gelegt und aus dem offenen Fenster gegen den Himmel ausgerichtet. Um unnötige Reflexionen zu vermeiden, wurde die Freiraummessung bei klarer Sicht und unter Berücksichtigung von umliegenden Gegenständen und Gebäuden durchgeführt. Als Vergleichsantenne dient zusätzlich ein Rillenhornstrahler, welcher ebenfalls bei 5.405 GHz Mittenfrequenz operiert (Abb. 5.3(b)).



(a) VeGA



(b) Rillenhornstrahler

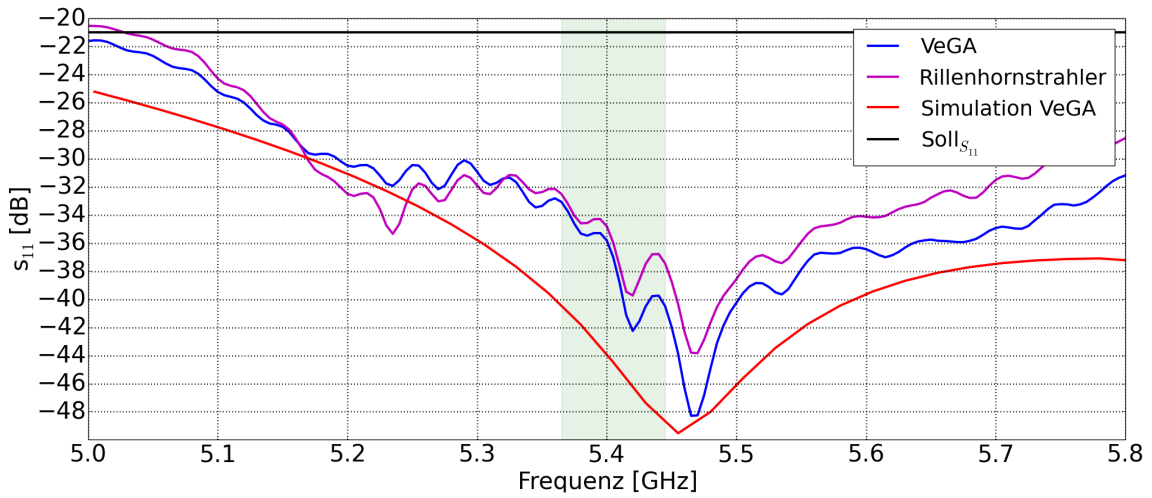
Abbildung 5.3: Anpassungsmessung im Freiraum.

5.2.2 Kalibrierung

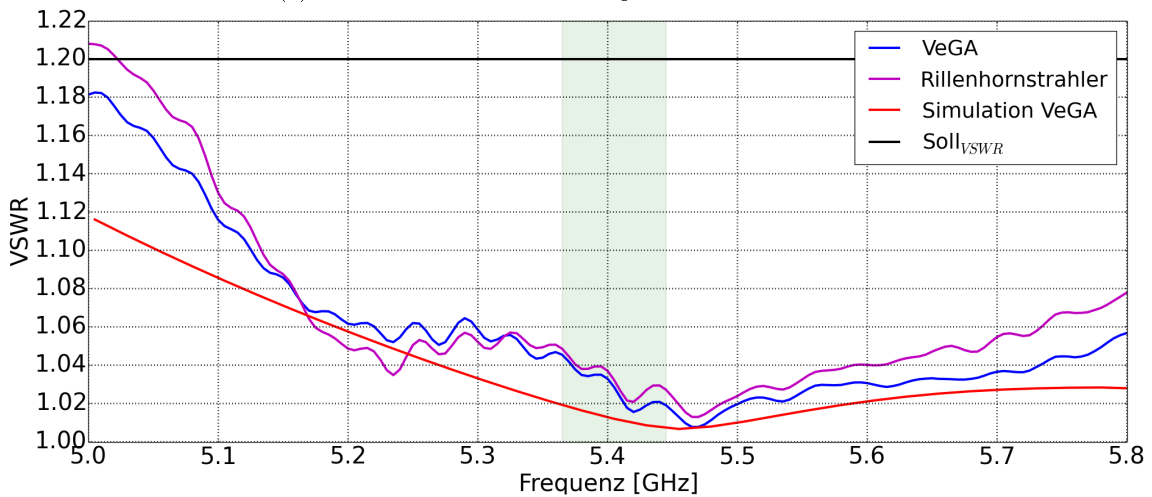
Zur Kalibrierung des Netzwerk Analysators wurde das automatische Kalibrierungs-Kit (Kal-Kit) "ZV-Z52" der Firma Rohde & Schwarz verwendet (Abb. 5.4). Es wird per USB-Anschluss mit einem NWA der "ZVB" Serie des gleichen Herstellers verbunden.

**Abbildung 5.4:** Kalibrierungs-Kit ZV-Z52.

5.2.3 Messung



(a) Verlauf der Rückflussdämpfung in dB über die Frequenz



(b) Verlauf des Stehwellenverhältnisses über die Frequenz

Abbildung 5.5: Anpassungsmessung.

Der Reflexionsfaktor (auch Rückflussdämpfung oder s_{11}) wurde mit dem NWA über einer Bandbreite von 800 MHz abgetastet (Abb. 5.5). Das entspricht den 15% Bandbreite der VeGA bei der Mittenfrequenz $f_0 = 5.405$ GHz. Abbildung 5.5 zeigt die s_{11} - bzw. VSWR-Verläufe der VeGA (blau), der VeGA-Simulation (rot), des Rillenhornstrahlers (magenta) und der Anforderung (schwarz) über die Frequenz. Der Bereich von 5.365 GHz bis 5.445 GHz repräsentiert die geforderten

$$B_{C-Band} = \frac{B_{P-Band}}{f_{0P-Band}} \cdot f_{0C-Band} \approx 80 \text{ MHz}$$

der relativen Bandbreite. Die Verläufe der VeGA und des Rillenhornstrahlers stimmen gut miteinander überein. Eine so große Ähnlichkeit in der Anpassung kann aufgrund unterschiedlicher Antennentypen ausgeschlossen werden. Die wahrscheinlichste Ursache für das Messergebnis ist, dass in den beiden Messungen die Anpassung des rechteckig-zu-rund Hohlleiterübergangs gemessen wurde und nicht die der beiden Antennen. Dieser hat demnach eine schlechtere Anpassung, weshalb man auch die echten Verläufe der Antennen nicht messbar waren. Diese Hypothese konnte messtechnisch nicht überprüft werden, da ein Wellensumpf für einen Rundhohlleiter nicht zur Verfügung stand. Im Umkehrschluss kann man sagen, dass beide Antennen einen $s_{11} < -37$ dB bei der Mittenfrequenz von 5.405 GHz besitzen.

5.3 Messung Richtcharakteristik und Polarisation

5.3.1 Messaufbau

Ein Absorbermeßraum (engl. *anechoic chamber*) ist ein gegen HF-Störungen von außen abgeschirmter, mit Pyramiden-Absorbermatten ausgekleideter Raum. Für die Höhe der graffitierten Schaumstoff Absorberpyramiden gilt [4]:

$$h > \frac{\lambda_{min}}{4}$$

Wobei λ_{min} die Wellenlänge der tiefsten Frequenz ist, bei der gemessen werden kann. Die kompakte Meßstrecke (CTR, engl. für *Compact Test Range*) in Abb. 5.6(b) und

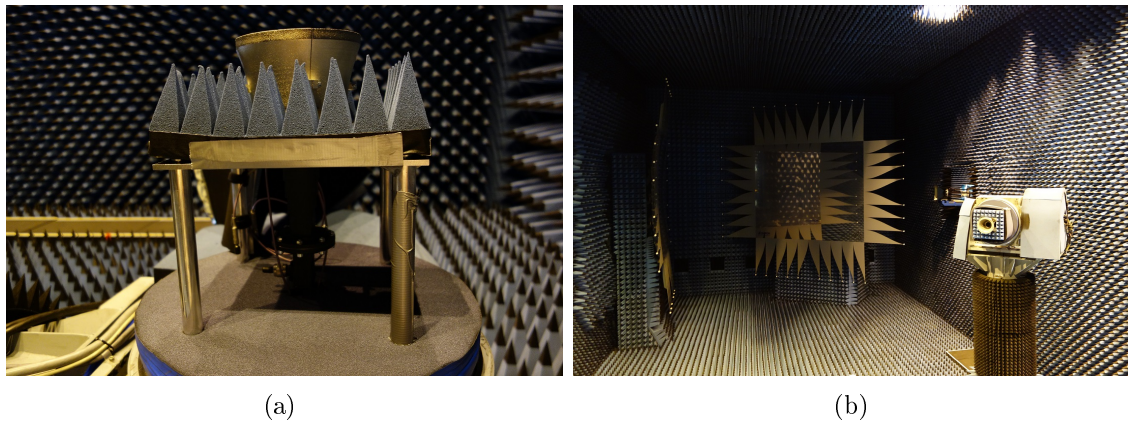


Abbildung 5.6: (a) Adapterplatte und VeGA montiert am Drehturm. Auf der Adapterplatte sind zusätzliche Absorberpyramiden angeklebt. (b) CTR während der Messung.

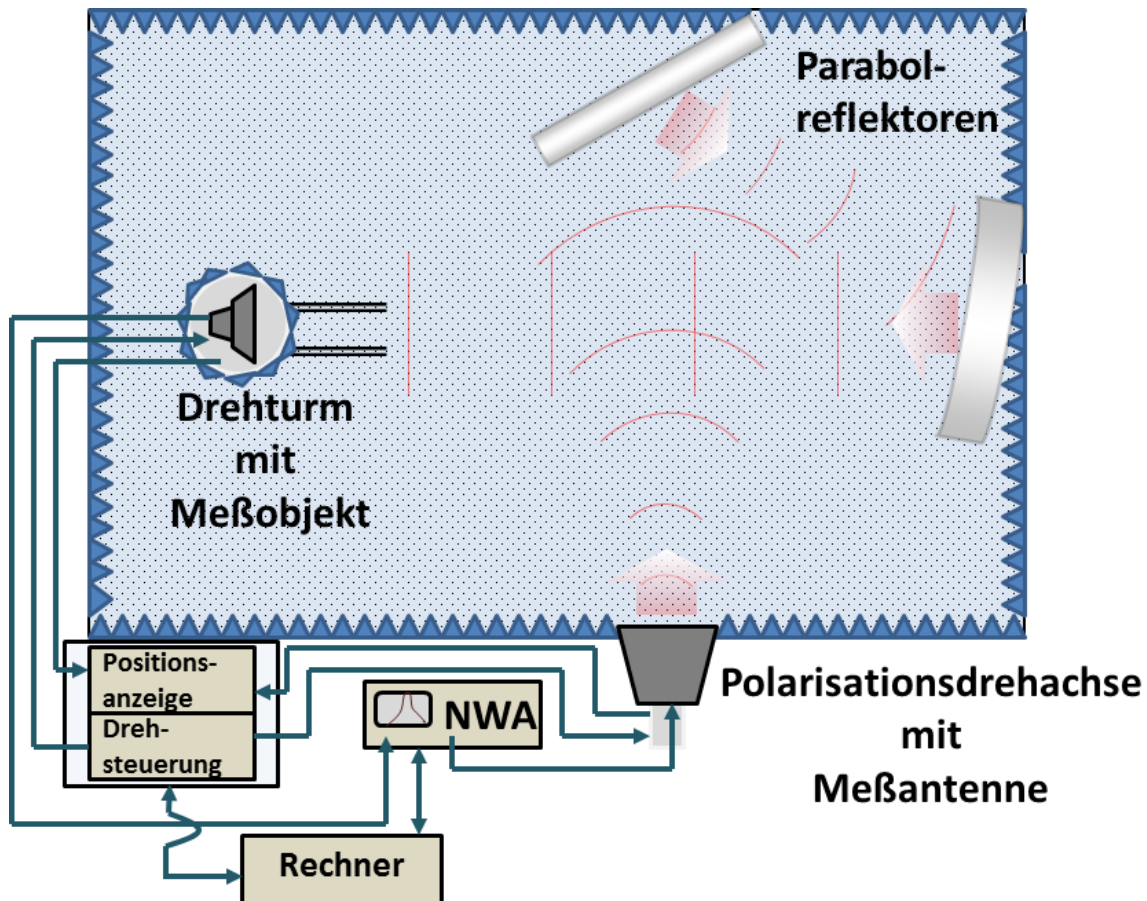


Abbildung 5.7: Schematische Draufsicht der CTR.

Abb. 5.7 eliminiert die Schwierigkeiten des Fernfeldabstandes durch den Einsatz von zwei Präzisions-Parabolreflektoren im Absorbermessraum. Die Kugelwellen der Meßantenne werden von den zwei Reflektoren in annähernd ebene Wellen umgewandelt. Die ebenen Wellen treffen anschließend auf das Meßobjekt (VeGA), welches auf dem Drehturm befestigt ist (Abb. 5.6(a)). Der Drehturm ist wie in Abb. 2.3(a) ein Drehung-über-Azimut System und bewegt sich auf Schienen. Damit soll das Ansteuern des Phasenzentrums ermöglicht werden, wo der Drehturm die gesamte Messung über verharret. Die Polarisationsdrehachse der Meßantenne und der Drehturm sind über eine Drehsteuerung mit einem Rechner zur Messsteuerung, Datenerfassung und Analyse verbunden. Der Netzwerk-Analysator (NWA) arbeitet gleichermaßen als Sender für die Meßantenne und Empfänger für die VeGA und ist ebenfalls am Rechner angeschlossen. Mit dem Rechner lassen sich Meßeinstellungen, Aufzeichnung und Verarbeitung der gemessenen Daten vornehmen.

5.3.2 Kalibrierung

Der Gewinn der VeGA wird mittels eines Gewinnvergleichsverfahrens ermittelt. Dabei wird eine Antenne mit bekanntem Gewinn wie z.B. ein sogenanntes *Standard Gain Horn* vorausgesetzt, der für weitere Messungen als Gewinnnormal eingesetzt werden kann. Hierzu mißt man nach Abb. 5.8 zunächst die von der Vergleichsantenne empfangene Leistung $P_{E\,Normal}$. Anschließend ersetzt man die Vergleichsantenne durch das Meßobjekt und mißt die von der Testantenne empfangene Leistung $P_{E\,Meßobjekt}$ wie in Abb. 5.9. Der Gewinn der Testantenne ergibt sich dann zu [4]:

$$G_{Meßobjekt\ [dB]} = G_{Normal\ [dB]} + 10 \log \left(\frac{P_{E\,Meßobjekt}}{P_{E\,Normal}} \right) .$$

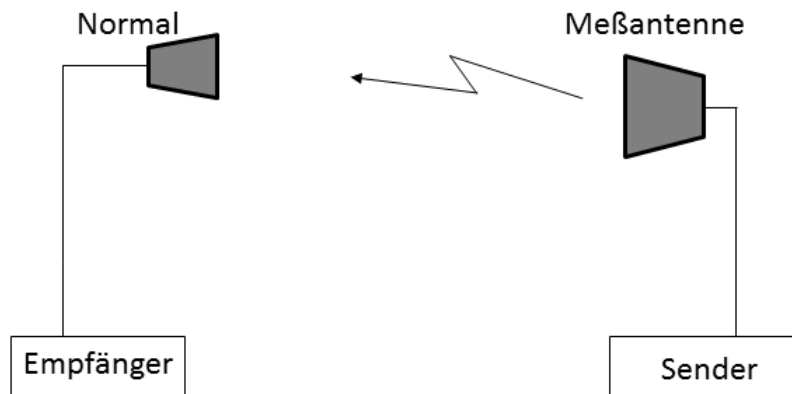


Abbildung 5.8: Vereinfachte Darstellung des Gewinnvergleichsverfahrens.

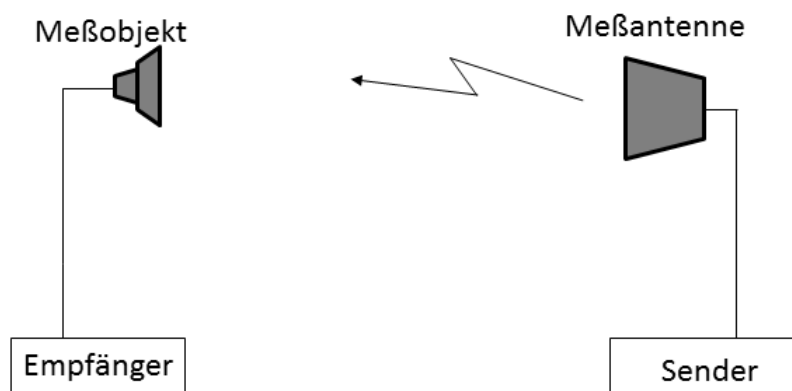


Abbildung 5.9: Vereinfachte Darstellung des Gewinnvergleichsverfahrens.

5.3.3 Messung

Für die Messung des Richtdiagramms und der Polarisation wurden sechs Einstellungen vorgenommen die im Folgenden beschrieben, ausgewertet und miteinander verglichen werden.

Einstellung E1 Nach der Fertigung wurden alle acht Elemente miteinander verschraubt und in der CTR vermessen.

Einstellung E2 Um die Reproduzierbarkeit der Messergebnisse zu überprüfen, wurde die VeGA in ihre Einzelteile zerlegt und wieder zusammengesetzt.

Messergebnisse für E1 und E2 Abbildung 5.10 zeigt die normierte Richtcharakteristik und Kreuzpolarisation (laut Definition Ludwig III [6]) über den Azimutwinkel Θ . Die Darstellung wurde auf $\Theta = \pm 135^\circ$ begrenzt, da bei höheren Winkeln die Strahlung von dem mit Pyramidenabsorbern bestückten Drehturm und der Adapterplatte absorbiert wird und somit nur noch das Rauschen messbar ist. Die E- und H-Schnitte beider Einstellungen stimmen mit den simulierten Verläufen gut überein und erfüllen die Anforderungen. Die Abweichungen von maximal 1 dB sind in der Praxis vernachlässigbar gering.

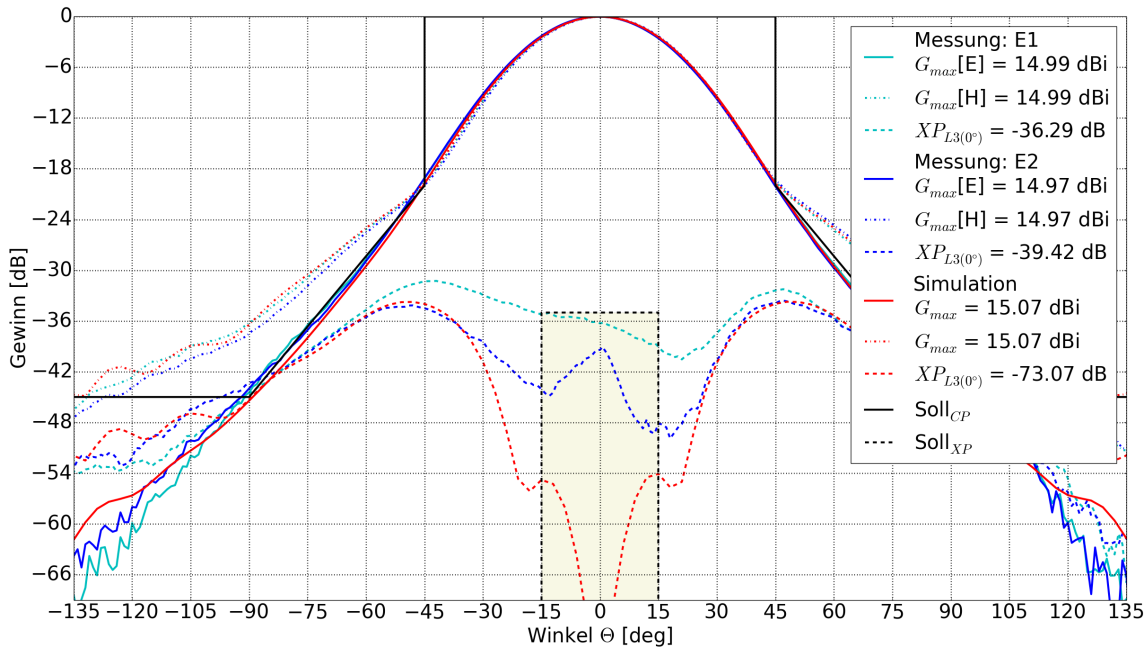


Abbildung 5.10: Messung von E1 und E2.

Obwohl die beiden kreuzpolaren Verläufe die Anforderungen von -35 dB bei $\Theta = \pm 15^\circ$ erfüllen, so beträgt der Unterschied zwischen den beiden Einstellungen bis zu 10 dB . Diese relativ schlechte Reproduzierbarkeit der Ergebnisse entsteht durch unterschiedliche Spaltmaße beim mechanischem Ab- und Aufbau und lässt sich mit Abb. 5.11 deuten. In das Simulationsmodell der VeGA wurden drei Spal-

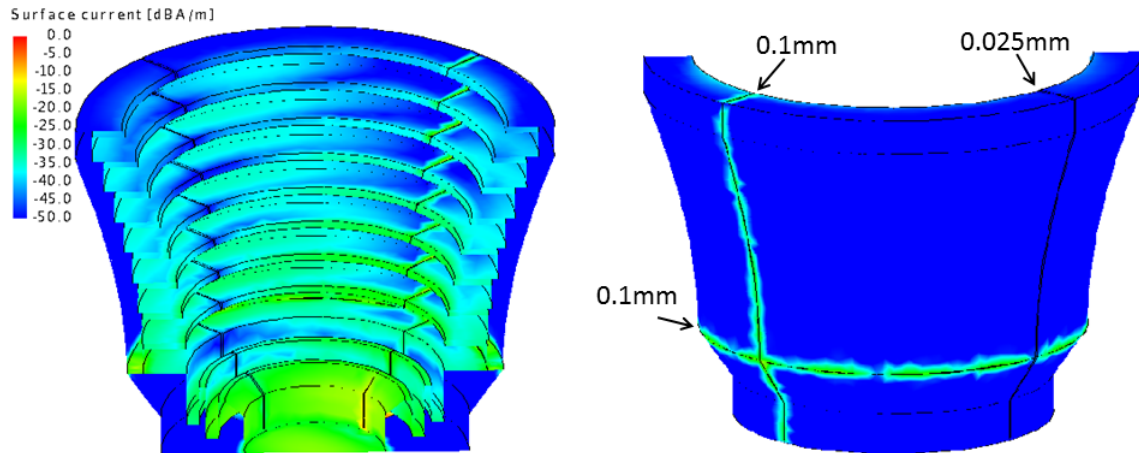


Abbildung 5.11: Die Oberflächenströme bei unterschiedlichen Spaltmaßen.

te mit unterschiedlichen Abständen eingebaut. Der horizontale Spalt (0.7 mm) liegt zwischen dem Antennenhals und dem Gauß-Horn, die vertikalen Spalte liegen zwischen den Stoßstellen der Elemente des Gauß-Horns, wobei der breitere der beiden 0.7 mm und der schmalere 0.025 mm beträgt. Es wird davon ausgegangen, dass nach dem Zusammenbau der VeGA unregelmäßig verteilte Spalte im Bereich von 0.01 mm – 1.00 mm vorhanden sind. Durch die beiden 0.7 mm Spalte bilden sich auch außen Oberflächenströme aus. Dadurch entstehen Verluste in der Kreuzpolarisation. Durch den schmaleren Spalt entstehen keine Oberflächenströme und es findet keine Beeinflussung der Kreuzpolarisation statt. Die besseren Ergebnisse der Einstellung E2 könnten also unter der Annahme einer festeren Verschraubung entstanden sein. Insgesamt erschwert die zufällige Anordnung der Spalte nach jeder Zerlegung der VeGA die Reproduzierbarkeit der Messergebnisse – vor allem im Bezug auf die kreuzpolare Unterdrückung.

Einstellung E3 Um das Problem der Spalte aus E1 und E2 zu beheben, wurde an die Stoßstellen der Teilstücke und am Hohlleiterflansch Kupferpaste¹ zur Versiegelung aufgetragen (Abb. 5.12). Das E-Feld kann nach außen nicht entweichen,

¹Äronix "CU"

dadurch können außen keine Oberflächenströme entstehen und man erwartet eine bessere XPI, sowie besser reproduzierbare Ergebnisse.

Einstellung E4 Die VeGA wurde nach der Vermessung von E3 zerlegt und wieder mit der Kupferpaste zusammengesetzt.

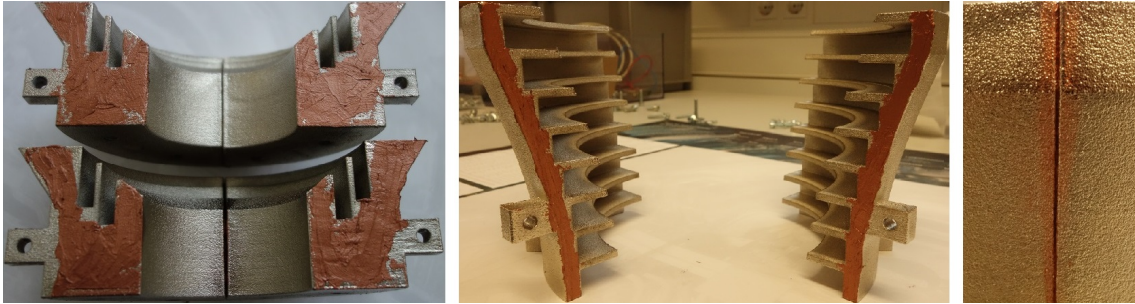


Abbildung 5.12: Kupferpaste an den Stoßstellen der Elemente.

Messergebnisse für E3 und E4 Die E-Schnitte bleiben gegenüber E1 und E2 annähernd unverändert (Abb. 5.13). Die H-Schnitte liegen nun bis $\Theta = \pm 90^\circ$ exakt auf der simulierten Kurve. Am größten sind die erwarteten Unterschiede in der Kreuzpolarisation: Der kreuzpolare Anteil bei $\Theta = 0^\circ$ ist um 5 dB gesunken, so dass sich über den geforderten Bereich XPI-Werte von ≥ 40 dB ergeben. Bis auf den Bereich $\Theta = 0 \dots 15^\circ$, wo sich die beiden Kreuzpolarisationen bis zu 8 dB unterscheiden, wurden alle Verläufe von E3 mit der Messung von E4 reproduzierbar. Die Abweichungen könnten durch das Grundrauschen des NWA verursacht worden sein. In der Theorie ist die lineare Beziehung zwischen Rauschleistung und Bandbreite beschrieben durch

$$P_{\text{Rausch}} = k_B T B_{IF}$$

mit Boltzmann Konstante $k_B = 1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}}$ und der absoluten Temperatur T in Kelvin.

Einstellung E5 Die Stoßstellen der Teilstücke wurden mit einer HF-Leitpaste², die bis 10 GHz leitend ist, beschichtet. Es soll untersucht werden, ob der Einsatz verschiedener Leitpasten Auswirkungen auf die Messergebnisse hat.

²Eccoshield SO

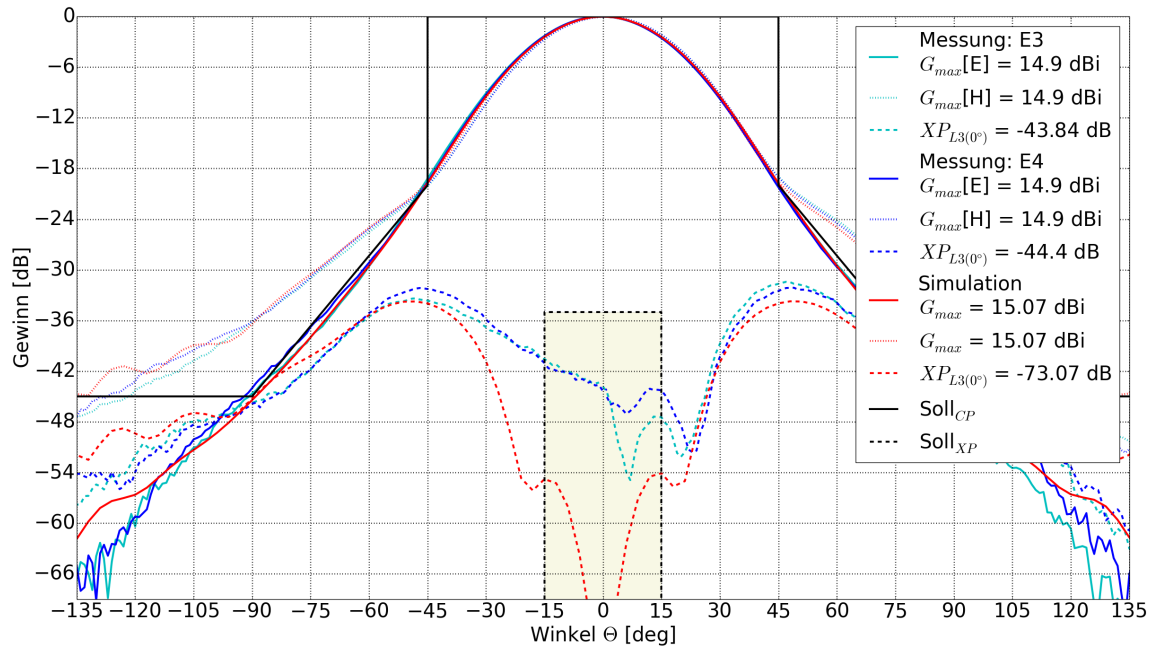


Abbildung 5.13: Messung von E3 und E4 mit Kupferpaste.

Einstellung E6 Nach der Messung für E5 wurde die Antenne nicht vom Drehturm abmontiert und zerlegt. Stattdessen senkte man die IF (engl. *intermediate frequency*, Zwischenfrequenz) Bandbreite des NWA auf $B_{IF} = 1$ kHz um den Rauschpegel zu senken. Dadurch nimmt die Messdauer zu, weshalb bei dieser Einstellung von $\Theta = \pm 90^\circ$ gemessen wurde. Es soll geprüft werden, welchen Einfluss das Grundrauschen auf die Messergebnisse von E5 hat, da an der VeGA in E6 keine physikalische Veränderung vorgenommen wurde. Folglich sind Abweichungen zwischen E5 und E6 auf das Grundrauschen zurückzuführen.

Messergebnisse für E5 und E6 Abbildung 5.14 zeigt die Messergebnisse für E5 und E6. Die E- und H-Schnitte beider Einstellungen konnten reproduziert werden. Die Abweichungen von der Simulation nehmen für $\Theta \gtrless \pm 65^\circ$ zu, bleiben aber unter 2 dB. Im Bereich $\Theta = -20 \dots 25^\circ$ betragen die kreuzpolaren Unterschiede bis zu 21 dB. Diese Messung hat gezeigt, dass sich eine Verbesserung der Messergebnisse einstellt, wenn man B_{IF} auf 1 kHz absenkt und somit das Grundrauschen reduziert.

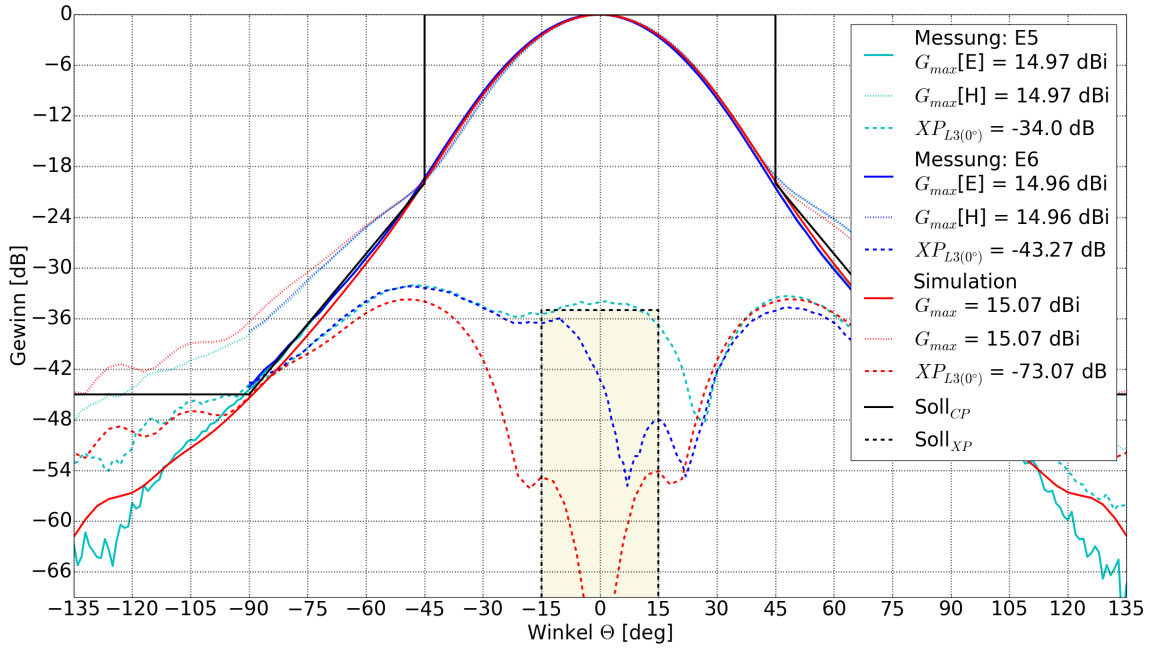


Abbildung 5.14: Kupferpaste an den Stoßstellen der Elemente.

5.4 Zusammenfassung

Abbildung 5.15 zeigt die Messergebnisse aller Einstellungen zusammengefasst in einem Graphen. Insgesamt lässt sich sagen, dass alle co-polaren (E-Schnitte) Verläufe sich mit den Simulationsergebnissen gut decken, obwohl die Abweichungen ab $\Theta \approx \pm 80^\circ$ zunehmen bis maximal 2 dB. Einzig E3 konnte über den gesamten Winkelbereich die co-polare Anforderung erfüllen. Auch die H-Schnitte aller Einstellungen zeigen bei $\Theta \approx 70^\circ$ gute Übereinstimmungen mit der Simulation, danach werden Abweichungen von bis zu 2 dB erreicht. Der Gewinn bei allen Messungen ist mit Differenzen < 0.1 dB relativ konstant geblieben, erreicht aber nicht die geforderten 15 dBi bzw. 15.07 dBi aus der Simulation.

Die Ursachen für die minimalen Abweichungen beim Gewinn sowie die Abweichungen und Asymmetrien in der Richtcharakteristik gegenüber der Simulation liegen möglicherweise an der unvollkommenen Symmetrie und dem Versatz zwischen den Einzelstücken, die beim Zusammensetzen der VeGA entstehen. Die kreuzpolaren Verläufe liegen bis auf bei E5 im geforderten Bereich.

Man erkennt, dass die Messungen mit versiegelten Spalten eine höhere XPI (E3, E4 und E6) und besser reproduzierbare Ergebnisse (E3 und E4) aufweisen. Die größeren Abweichungen in X-Pol gegenüber Co-Pol lassen sich wie folgt erklären: Grundsätzlich reagiert die Kreuzpolarisation auf Störungen viel empfindlicher im Vergleich zur

Kopolarisation. Neben den geometrischen Ungenauigkeiten (Asymmetrie, Spalten, Versatz) hat vor allem die Messungenauigkeit der XPI einen großen Einfluss auf den Verlauf. Theoretisch kann man sich an der Stelle $\Theta = 0^\circ$ eine Polstelle vorstellen, wo die Kreuzpolarisation den Wert 0 hat. Eine kleine Veränderung in Θ verursacht große Sprünge bei der Kreuzpolarisation. Deshalb gilt in der Praxis: je näher man sich $\Theta = 0^\circ$ nähert, desto genauer muss man messen. Eben jene Bedingung war bei der Messung in der CTR nicht exakt gegeben. Stattdessen wurde Θ inkrementell um 1° erhöht, wobei die Nullstelle bei jeder Messung wahrscheinlich stets minimal verfehlt wurde.

Als zusätzliche Fehlerquelle wurde das Grundrauschen des NWA identifiziert, bestätigt durch Messung E6. Die Tatsache, dass nur bei E6 mit $B_{IF} = 1$ kHz gemessen wurde, erhöht die Unsicherheiten der restlichen Messergebnisse (E1, E2, E3 und E4). Darüber hinaus müsste man jede Einstellung öfter als zwei mal wiederholen um die Reproduzierbarkeit der Messergebnisse statistisch zu belegen. Im Rahmen der Messung jedoch haben die Einstellungen mit der Kupferpaste (E3 und E4) insgesamt die besten Ergebnisse in X-Pol als auch in Co-Pol und sie ließen sich exakt reproduzieren. Zudem ist die Kupferpaste deutlich günstiger als die HF-Leitpaste.

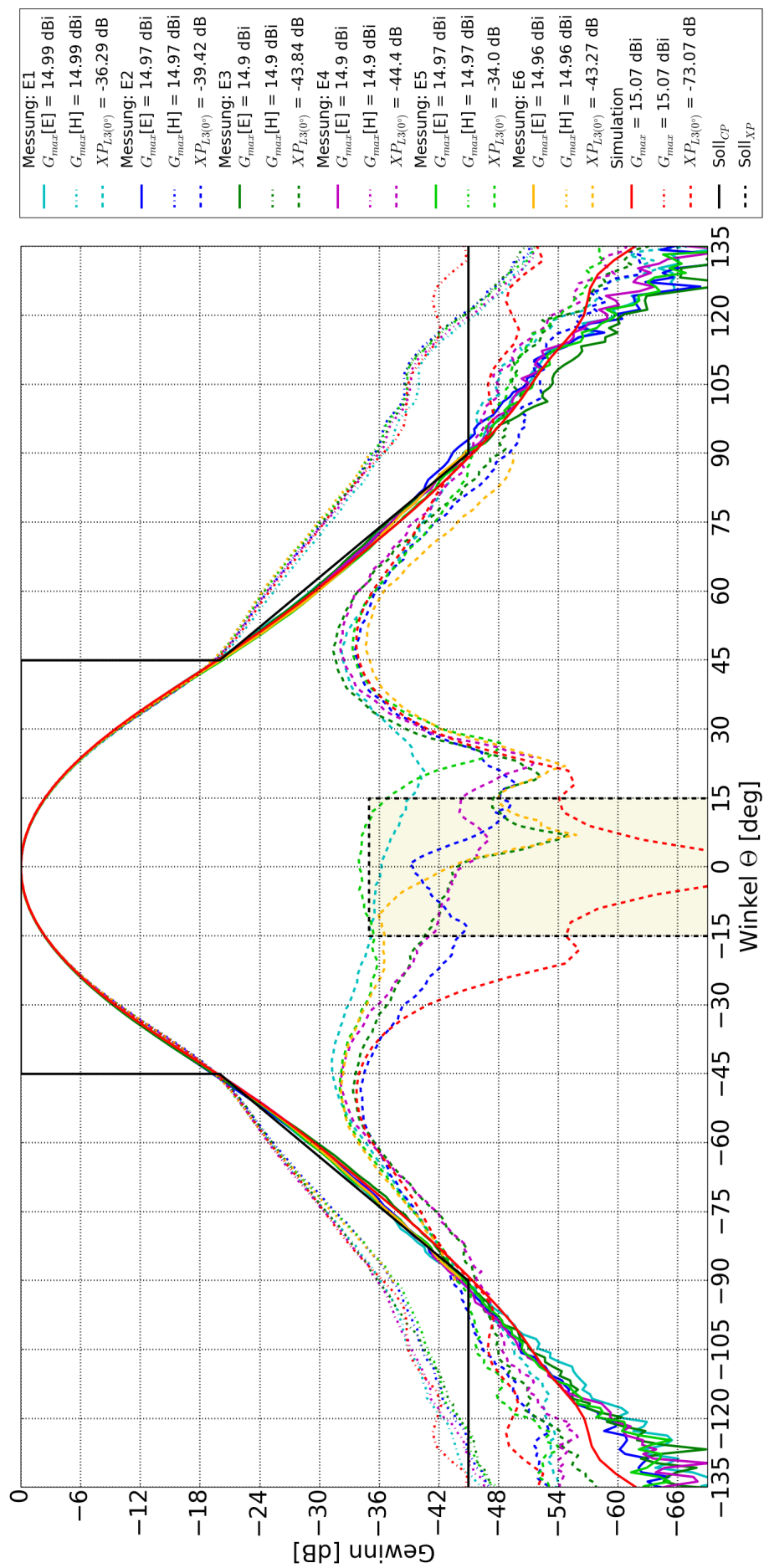


Abbildung 5.15: Alle Messungen übereinander gelegt.

5.5 Datenblatt

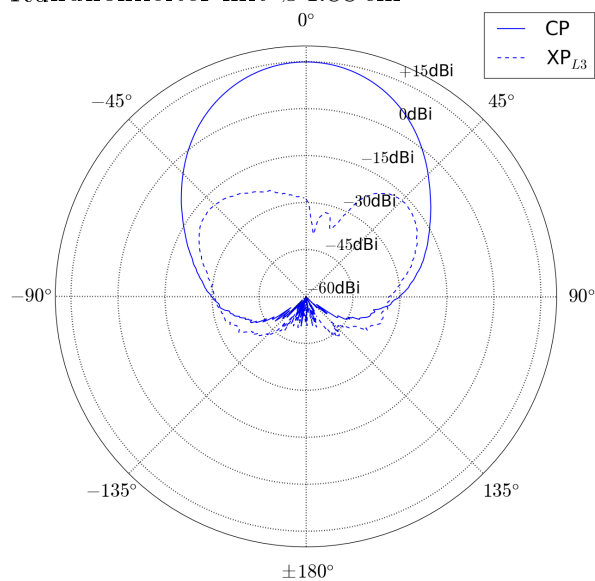
Mechanische Daten

Bezeichnung	Verkürzte Gauß-Antenne (VeGA)
Abmessungen (L×H×B)	13.8 cm×16.4 cm×16.4 cm
Material	Polyamid 12 (PA 2200)
Beschichtung	0.1 mm Nickel
Gewicht	870 g
Zusammensetzung	Acht Teilstücke befestigt durch zwölf Schrauben

Technische Daten (Messung E3 und E4)

Antennentyp	Rillenhornstrahler mit gaußförmigem Profil
Frequenzbereich	5.355...5.455 GHz (C-Band)
Gewinn	14.9 dBi
XPI	44 dB
Rückflussdämpfung / VSWR	−37 dB / 1.028
Halbwärtsbreite	32°
Speisung	Rundhohlleiter mit Ø4.88 cm

Polar Diagramm



6 Zusammenfassung und Ausblick

Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wurde eine Antenne für den Einsatz in einem P-Band-Transponder entworfen. Aufgrund von Wellenlängen im Bereich von 70 cm liegen die Antennenabmaße üblicherweise im Meterbereich. Die Herausforderung war eine möglichst geringe Baugröße, die aber die geforderten Abstrahlanforderungen an die Ko- und Kreuzpolarisation erfüllen sollte. Durch eine vergleichende Analyse von bisher verwendeten Antennentypen in Kalibriertranspondern wurde deutlich, dass für die geforderte kreuzpolare Unterdrückung von 35 dB Rillenhornstrahler am kompaktesten sind. In einer anschließenden Simulationsanalyse wurden drei Rillenhorn-Antennentypen miteinander verglichen. Es zeigte sich, dass die *Choked Gaussian Horn Antenna* [11] oder verkürzte-Gauß-Antenne (VeGA) – wie sie in dieser Arbeit genannt wurde – als einzige alle Anforderungen an die Abstrahlcharakteristik erfüllen konnte.

Die VeGA besteht hauptsächlich aus zwei Teilen. Der Antennenhals ist das erste Teilstück, wo die elektromagnetische Welle durch ein Rundhohlleiter eingespeist wird und durch horizontale Rillen den gespeisten TE_{11} -Mode in den HE_{11} -Hybrid-Mode konvertiert. Im zweiten Teilstück, dem Horn mit gaußförmigem Profil und vertikalen Rillen, breitet sich die HE_{11} Welle aus, wo sie theoretisch am Ende als gaußsche Grundmode Ψ_{00} ins Fernfeld abgestrahlt wird.

Es wurde ein Skript zur Generierung der Geometrie in der Simulationssoftware FEKO geschrieben. Durch die Wellenlängenabhängigkeit der insgesamt zwölf Parameter ist die Realisierung der Konstruktion für beliebige Frequenzbänder erlaubt. Für die Optimierung der Antenne wurde eine weitere Simulationsreihe durchgeführt. Dabei wurde beobachtet, wie das Abstrahlverhalten auf Änderungen der Parameter im Antennenhals und im Gauß-Horn reagiert.

Um das im P-Band anstehende Gewichtsproblem zu lösen, wurde das Konzept einer aus Kunststoff gefertigten und anschließend metallisch beschichteten Antenne verfolgt. Zusätzlich sollte die Antenne in mehrere Teilstücke zerlegbar sein, um

transportfähig zu bleiben. Um die entwickelte Antenne meßtechnisch verifizieren zu können, wurde ein Prototyp im C-Band in einem 3D-Drucker gefertigt und galvanisch bearbeitet. Die Ergebnisse der meßtechnischen Untersuchungen im C-Band können direkt auf das P-Band herunterskaliert werden.

Der Prototyp wurde im Rahmen einer Messkampagne mit verschiedenen Einstellungen in einem Absorbermessraum vermessen. Bedingt durch die Fertigungstoleranzen beim 3D-Druck und der Galvanisierung besitzt die VeGA im zusammengesetzten Zustand Spalten zwischen den einzelnen Teilstücken. Es galt daher herauszufinden, welchen Einfluss die Spalten auf das Antennendiagramm haben und ob der Einsatz von Pasten zur Versiegelung der Spalten eine Verbesserung erzeugt. Die kopolaren Verläufe waren bei allen Einstellungen annähernd gleich, erst in der Kreuzpolarisation zeigten sich die Unterschiede. Es ließen sich daher folgende Aussagen ableiten: Messungen mit Spalten konnten nach wiederholtem Zusammensetzen der VeGA nicht exakt reproduziert werden, während die Ergebnisse bei Messungen mit versiegelten Spalten durch die Kupferpaste gleich waren. Die Messungen mit der teureren HF-Leitpaste brachten hingegen keinen Mehrwert.

Ausblick

- Die mechanische Langzeitstabilität, Wetterfestigkeit sowie thermische Belastbarkeit der gedruckten Antenne konnte im Rahmen dieser Arbeit nicht geprüft werden. Eine Möglichkeit dies festzustellen wäre: man montiert die VeGA über einen Zeitraum von sechs Monaten z. B. auf einem Dach und setzt sie so allen Witterungsverhältnissen aus. Anschließend vermisst man sie erneut und vergleicht die Messergebnisse mit denen aus dieser Arbeit.
- Zum Zeitpunkt der Erstellung der Arbeit wäre die Fertigung der Antenne im P-Band mit dem SLS Verfahren aufgrund des limitierten Bauraums der 3D-Drucker und des teuren Werkstoffs nur mit viel Aufwand und hohen Kosten (~ 100.000 €) realisierbar. Alternativ besteht die Möglichkeit, die massiven Wände der VeGA durch eine Art Wabenstruktur zu ersetzen, um somit zusätzlich Gewicht und Material zu reduzieren. Eine denkbare Alternative zum SLS Verfahren wäre ein aushärtender Schaum wie z. B. beim CNC-gesteuerten FRP (*Foam Reaction Prototyping*) Verfahren.
- Wird die metallische Beschichtung durch Galvanisierung realisiert, ist auf ein für die Galvanisierung gerechtes Design zu achten, d. h. Abrundung aller Kanten

und Innenwinkel. Durch die erhöhte elektrische Flussdichte an scharfen Außenkanten entsteht erhöhte Abscheidung des Materials bis hin zur Knospen- oder Gratbildung. Dies könnte zur Spaltbildung führen. Scharfe Innenwinkel hingegen vermindern die Abscheidung.

- Des Weiteren hat sich gezeigt, dass die Messung mit Hilfe des NWA, schmalbandig ($B_{IF} = 1 \text{ kHz}$) durchgeführt werden sollten, um das Grundrauschen zu reduzieren.

Fazit Es lässt sich zusammenfassend festhalten, dass eine im 3D-Drucker erzeugte und aus mehreren Teilen zusammengesetzte Antenne ausreichend gute Abstrahleigenschaften besitzt, um in einem Kalibriertransponder im P-Band eingesetzt zu werden.

7 Anhang

LUA Skripte für FEKO 7.0

Listing 7.1: Lua code: Abgesenkte Stege

```

app = cf.GetApplication()
project = app.NewProject()

-- Frequenz und Wellenlaenge (wer haette das gedacht)
freq= project.Variables:Add("freq",5.405e9,"Arbeitsfrequenz")
lambda = project.Variables:Add("lambda","c0/freq","Wellenlaenge")

--THROATH Alle Werte sind als Faktoren fuer lambda zu verstehen, also normiert und ohne Einheit
const_wst = "2/25" --slot width
const_wrt = "1/25" --ridge width
const_pt = "(.const_wst+.const_wrt)" --period
wst = project.Variables:Add("wst",const_wst,"Corrugation_Slot_Width")
wrt = project.Variables:Add("wrt",const_wrt,"Corrugation_Ridge_Width")
sdt = project.Variables:Add("sdt","1/4","Corrugation_Slot_Depth")
pt = project.Variables:Add("pt","wst+wrt","Corrugation_Period")
xr = project.Variables:Add("xr","2","Amount_Of_Corrugations+1")
x = project.Variables:Add("x","xr+1","Corrugation_+1")
gamma = project.Variables:Add("gamma","50","Controls_the_angle_of_the_throat_Profile")
--r0t = project.Variables:Add("r0t","0.0488/(2*lambda)","Waveguide Radius") --nur fuer 5.405GHz
!!!
r0t = project.Variables:Add("r0t","0.44","Waveguide_Radius") -- Fuer alle Frequenzen
qt = project.Variables:Add("qt","pt/(tan((pi*gamma)/180))","hoehe_der_Scheiben")
wandstaerke = project.Variables:Add("wand_t","0.4","wandstaerke_der_antenne")
throatlen = project.Variables:Add("throatlen","x*lambda*qt","height_of_the_throat_Part")

--FLARE Alle Werte sind als Faktoren fuer lambda zu verstehen, also normiert und ohne Einheit
const_ws = "1/6" --slot width
const_wr = "1/24" --ridge width
const_p = "(.const_ws+.const_wr)" --period
ws = project.Variables:Add("ws",const_ws,"Corrugation_Slot_Width")
wr = project.Variables:Add("wr",const_wr,"Corrugation_Ridge_Width")
sd = project.Variables:Add("sd","0.27","Corrugation_Slot_Depth")
p = project.Variables:Add("p","ws+wr","Corrugation_Period")
r0 = project.Variables:Add("r0","x*pt+r0t","Gaussian_Flare_Input_Radius")
t = project.Variables:Add("t","8","Gaussian_Flare_Length_(Amount_Of_Corrugations)")
y = project.Variables:Add("y","1.2","Gaussian_Flare_Output_Radius")
wandstaerke = project.Variables:Add("wand","1/10","wandstaerke_der_antenne")
laenge = project.Variables:Add("flare_laenge_in_m","t*p*lambda","Laenge_in_m")
breite = project.Variables:Add("Gesamtdurchmesser_in_m","(y+sd+wand)*lambda*2","Durchmesser_in_m")
)

--THROATH ANFANG
p3 = cf.Point.New()
inneninput = project.Geometry.AddCylinder(p3,"r0t*lambda","sdt*lambda")
ausseninput = project.Geometry.AddCylinder(p3,"(r0t+pt+wand_t)*lambda","sdt*lambda")

```

```

input_ring = project.Geometry:Subtract(ausseninput,{inneninput})
p3.z = sdt.Value*lambda.Value

innencone = project.Geometry:AddConeWithAngleAndHeight(p3,"r0t*lambda","gamma", "throathlen")
aussencone = project.Geometry:AddCone(p3,"lambda*(r0t+wand_t+pt)","lambda*(r0+sd+wand)", "throathlen")
uni_throath_aussen = project.Geometry:Union({input_ring,aussencone})

p2 = cf.Point.New()
p4 = cf.Point.New()
scheibent = {}
ring_innen = {}
ring_aussen = {}
ringe = {}

rillent = x.Value-1
for n = 1, rillent do
    p2.z = n*qt.Value*lambda.Value + sdt.Value*lambda.Value
    p4.z = n*qt.Value*lambda.Value
    scheibent[n] = project.Geometry:AddCylinder(p2,"(r0t+pt+...)*pt)*lambda","lambda*qt")
    ring_innen[n] = project.Geometry:AddCylinder(p4,"(r0t+pt+...)*pt-wst)*lambda","lambda*sdt")
    ring_aussen[n] = project.Geometry:AddCylinder(p4,"(r0t+pt+...)*pt)*lambda","lambda*sdt")
    ringe[n] = project.Geometry:Subtract(ring_aussen[n],{ring_innen[n]})

    rillent = n
end

uni_ringe = project.Geometry:Union(ringe)
uni_scheibent = project.Geometry:Union(scheibent)
throath = project.Geometry:Subtract(uni_throath_aussen,{uni_ringe,uni_scheibent,innencone})

-- THROATH                ENDE
-- -----
-- -----
-- -----
-- -----
-- FLARE                ANFANG

-- alpha bestimmt den Oeffnungswinkel der Apertur abhaengig von t und y
alpha = project.Variables:Add("alpha","((lambda^2*t*...const_p...)/(pi*(r0*lambda)^2*((lambda*y)/(r0*lambda))^2-1)^0.5))^0.5","controls_aperture_angle_of_the_horn")

--R(z) ist die Funktion der Kurve fuer das Gauss-Profil
r_z = project.Geometry:AddAnalyticalCurve(0,t,"t*...const_p...*lambda",0,"r0*lambda*(1+((lambda^2*t*...const_p...)/(pi*alpha^2*(r0*lambda)^2))^2)^0.5")

-- Hilfslinie und Gauskurve werden mit der loft Funktion zu einer Flaechen verbunden und bilden somit das Gaus-Profil, welches mit
-- der spin Funktion (in vielen CAD Programmen auch "extrude" genannt) um 360 rotiert wird. Es entsteht das innere Volumen
-- vom Flare-Teil ("Gausssche Trichter") der Antenne
hilfslinie1 = project.Geometry:AddLine(cf.Point(0,0,0),cf.Point(t.Value*p.Value*lambda.Value,0,0))

loft = project.Geometry:Loft(r_z,hilfslinie1)
spin = project.Geometry:Spin(loft,cf.Point(0,0,0),cf.Point(1,0,0),360)
spin.Transforms:AddRotate(cf.Point(0,0,0),cf.Point(0,1,0),-90)

-- Eine For-Schleife zur Erzeugung einer Liste von "Scheiben" aus Zylindern entlang der Gauss-Kurve. Anzahl ist durch t bestimmt.
p1 = cf.Point.New()
p10 = cf.Point.New()
scheiben = {} -- Breite Scheiben fuer die Slots
--scheiben2 = {} -- Duenne Scheiben fuer die Ringe. Damit die Ringe nicht abgerundet werden.
rillen = t.Value-1
offset = 1
for n = 0, rillen do
    p1.z = n*p.Value*lambda.Value
    p10.z = n*p.Value*lambda.Value + ws.Value*lambda.Value
    scheiben[n+1] = project.Geometry:AddCylinder(p1,"r0*lambda*(1+((lambda^2*...const_p...)/(pi*alpha^2*(r0*lambda)^2))^2+lambda*sdt","ws*lambda")

```

```

--scheiben2[n+1] = project.Geometry:AddCylinder(pi0,"r0*lambda*(1+((lambda^2*(...n...+1)*...
    const_p...)/(pi*alpha^2*(r0*lambda)^2))^2)^.5","wr*lambda")
rillen = n
offset = 0
end
--
-- Hilfslinie und Gauskurve werden mit der loft Funktion zu einer Flaechen verbunden und bilden
    somit das Gaus-Profil, welches mit
-- der spin Funktion (in vielen CAD Programmen auch "extrude" genannt) um 360 rotiert wird. Es
    entsteht das aeuessere Volumen
-- vom Flare-Teil ("Gausssche Trichter") der Antenne
aussen = project.Geometry:AddAnalyticalCurve(0,"t-1","t*...const_p...*lambda",0,"(r0)*lambda*
    (1+((lambda^2*t*...const_p...)/(pi*alpha^2*((r0)*lambda)^2))^2)^.5+lambda*(sd+wand)")
hilfslinie2 = project.Geometry:AddLine(cf.Point(0,0,0),cf.Point((t.Value-1)*p.Value*lambda.Value
    ,0,0))
loft2 = project.Geometry:Loft(aussen,hilfslinie2)
spin20 = project.Geometry:Spin(loft2,cf.Point(0,0,0),cf.Point(1,0,0),360)
spin20.Transforms:AddRotate(cf.Point(0,0,0),cf.Point(0,1,0),-90)
--Gehaeuse verkleinern
p20 = cf.Point.New()
p20.z = t.Value*p.Value*lambda.Value - p.Value*lambda.Value
schnitt_scheibe = project.Geometry:AddCylinder(p20,"r0*lambda*(1+((lambda^2*(t-1)*p)/(pi*alpha^2*
    (r0*lambda)^2))^2)^.5+lambda*(sd+wand)","p*lambda")
spin2 = project.Geometry:Union({spin20,schnitt_scheibe})

-- Scheiben und das innere Volumen des Flare-Teils werden vom Gehaeuse subtrahiert. Fertig ist
    der Flare-Teil der Choked Gaussian Horn Antenne
sub = project.Geometry:Subtract(spin2,scheiben)
--flare = project.Geometry:Subtract(sub,scheiben2)
flare = project.Geometry:Subtract(sub,spin)
--flare = project.Geometry:Subtract(sub,{spin})
flare.Transforms:AddTranslate(cf.Point(0,0,0),cf.Point(0,0,x.Value*qt.Value*lambda.Value + sdt.
    Value*lambda.Value))

feed = project.Geometry:AddEllipse(cf.Point(0,0,0),"r0t*lambda","r0t*lambda")

complete_antenna = project.Geometry:Union({flare,feed,throath})

```



```

ring_innen[n] = project.Geometry:AddCylinder(p4, "(r0t+pt+...)*pt-wst)*lambda", "lambda*sdt"
)
ring_aussen[n] = project.Geometry:AddCylinder(p4, "(r0t+pt+...)*pt)*lambda", "lambda*sdt")
ringe[n] = project.Geometry:Subtract(ring_aussen[n], {ring_innen[n]})

rillent = n
end

uni_ringe = project.Geometry:Union(ringe)
uni_scheibent = project.Geometry:Union(scheibent)
throath = project.Geometry:Subtract(uni_throath_aussen, {uni_ringe, uni_scheibent, innencone})

--THROATH                                ENDE
-- ---
-- ---
-- ---
-- ---
--FLARE                                ANFANG

-- alpha bestimmt den Oeffnungswinkel der Apertur abhaengig von t und y
alpha = project.Variables:Add("alpha", "((lambda^2*t*...const_p...)/(pi*(r0*lambda)^2*((lambda*y)
/(r0*lambda))^2-1)^0.5))^0.5", "controls_aperture_angle_of_the_horn")

--R(z) ist die Funktion der Kurve fuer das Gauss-Profil
--r_z = project.Geometry:AddAnalyticalCurve(0, t, "t*...const_p...*lambda", 0, "r0*lambda*(1+((lambda
^2*t*...const_p...)/(pi*alpha^2*(r0*lambda)^2))^2)^.5")

-- Hilfslinie und Gauskurve werden mit der loft Funktion zu einer Flaechen verbunden und bilden
-- somit das Gaus-Profil, welches mit
-- der spin Funktion (in vielen CAD Programmen auch "extrude" genannt) um 360 rotiert wird. Es
-- entsteht das innere Volumen
-- vom Flare-Teil ("Gaussische Trichter") der Antenne
-- hilfslinie1 = project.Geometry:AddLine(cf.Point(0,0,0), cf.Point(t.Value*p.Value*lambda.Value
,0,0))
-- loft = project.Geometry:Loft(r_z, hilfslinie1)
-- spin = project.Geometry:Spin(loft, cf.Point(0,0,0), cf.Point(1,0,0), 360)
-- spin.Transforms:AddRotate(cf.Point(0,0,0), cf.Point(0,1,0), -90)

-- Eine For-Schleife zur Erzeugung einer Liste von "Scheiben" aus Zylindern entlang der Gauss -
-- Kurve. Anzahl ist durch t bestimmt.
p1 = cf.Point.New()
p10 = cf.Point.New()
scheiben = {} -- Breite Scheiben fuer die Slots
scheiben2 = {} -- Duenne Scheiben fuer die Ringe. Damit die Ringe nicht abgerundet werden.
rillen = t.Value-1
offset = 1
for n = 0, rillen do
    p1.z = n*p.Value*lambda.Value
    p10.z = n*p.Value*lambda.Value +ws.Value*lambda.Value
    scheiben[n+1] = project.Geometry:AddCylinder(p1, "r0*lambda*(1+((lambda^2*...const_p...
)/(pi*alpha^2*(r0*lambda)^2))^2)^.5+lambda*sdt", "ws*lambda")
    scheiben2[n+1] = project.Geometry:AddCylinder(p10, "r0*lambda*(1+((lambda^2*(...const_p...
const_p...)/(pi*alpha^2*(r0*lambda)^2))^2)^.5", "wr*lambda")
    rillen = n
    offset = 0
end
--
-- Hilfslinie und Gauskurve werden mit der loft Funktion zu einer Flaechen verbunden und bilden
-- somit das Gaus-Profil, welches mit
-- der spin Funktion (in vielen CAD Programmen auch "extrude" genannt) um 360 rotiert wird. Es
-- entsteht das aeuessere Volumen
-- vom Flare-Teil ("Gaussische Trichter") der Antenne
aussen = project.Geometry:AddAnalyticalCurve(0, "t-1", "t*...const_p...*lambda", 0, "(r0)*lambda*
(1+((lambda^2*t*...const_p...)/(pi*alpha^2*((r0)*lambda)^2))^2)^.5+lambda*(sdt+wand)")
hilfslinie2 = project.Geometry:AddLine(cf.Point(0,0,0), cf.Point((t.Value-1)*p.Value*lambda.Value
,0,0))
loft2 = project.Geometry:Loft(aussen, hilfslinie2)
spin20 = project.Geometry:Spin(loft2, cf.Point(0,0,0), cf.Point(1,0,0), 360)
spin20.Transforms:AddRotate(cf.Point(0,0,0), cf.Point(0,1,0), -90)
--Gehaeuse verkleinern
p20 = cf.Point.New()
p20.z = t.Value*p.Value*lambda.Value - p.Value*lambda.Value

```

```

schnitt_scheibe = project.Geometry: AddCylinder(p20, "r0*lambda*(1+((lambda^2*(t-1)*p)/(pi*alpha^2*
(r0*lambda)^2))^2)^.5+lambda*(sd+wand)", "p*lambda")
spin2 = project.Geometry: Union({spin20, schnitt_scheibe})

-- Scheiben und das innere Volumen des Flare-Teils werden vom Gehaeuse subtrahiert. Fertig ist
  der Flare-Teil der Choked Gaussian Horn Antenne
sub = project.Geometry: Subtract(spin2, scheiben)
flare = project.Geometry: Subtract(sub, scheiben2)
--flare = project.Geometry: Subtract(sub, spin)
--flare = project.Geometry: Subtract(sub, {spin})
flare.Transforms: AddTranslate(cf.Point(0,0,0), cf.Point(0,0,x.Value*qt.Value*lambda.Value + sdt.
Value*lambda.Value))

feed = project.Geometry: AddEllipse(cf.Point(0,0,0), "r0t*lambda", "r0t*lambda")

complete_antenna = project.Geometry: Union({flare, feed, throath})

```

Abkürzungsverzeichnis

SAR	Synthetic Aperture Radar
RCS	Radar Cross Section
ESA	European Space Agency
TEM	transversale elektromagnetische
CP	Kopolarisation
XP	Kreuzpolarisation
XPI	X-Pol Isolation
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
NWA	Network Analyzer
DLR	Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt
CTR	Compact Test Range

Literaturverzeichnis

- [1] Christian Wolff. <http://www.radartutorial.eu/20.airborne/ab07.de.html>. 2014.
- [2] Sebastian Raab. *Planung und Durchführung einer Freifeld-RCS-Messreihe zur genauen Kalibrierung von Referenzzielen*. DLR, 2013.
- [3] Biomass-Mission-Advisory-Group. *Report For Mission Selection: BIOMASS*. ESA Communication Production Office, 2012.
- [4] Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick. *Antennen und Antennensysteme*. Karlsruher Institut für Technologie - Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik, 2010.
- [5] Klaus Kark. *Antennen und Strahlungsfelder - Elektromagnetische Wellen auf Leitungen, im Freiraum und ihre Abstrahlung, 2. Auflage*. Vieweg & Sohn Verlag, 2006.
- [6] Arthur C. Ludwig. *The Definition of Cross Polarization*. IEEE Transactions On Antennas And Propagation, 1973.
- [7] Gregory F. Masters and Stuart F. Gregson. *Coordinate System Plotting For Antenna Measurements*. Nearfield Systems Inc., 2010.
- [8] Mira Prior. *Polarisation elektromagnetischer Wellen – Definition (<https://lp.uni-goettingen.de/get/text/5356>)*. Georg-August-Universität, 2009.
- [9] March Microwave Systems. *Antenna and Radar Cross Section Measurement System – Processing Reference Manual v1.38*. March Microwave Systems B.V., 2013.
- [10] Rolf Poddig. *Hochfrequenztechnik I Vorlesungsskript*. Hochschule für angewandte Wissenschaften Würzburg-Schweinfurt, 2011.

- [11] Jorge Teniente Vallinas. *Modern Corrugated Horn Antennas*. Universidad Pública de Navarra, 2003.
- [12] Prof. Dr. Martin Löffler-Mang. *Optische Sensorik*. Vieweg + Teubner Verlag, 2012.
- [13] Niklaus Kämpfer and Axel Murk. *THz-Optik*. Universität Bern - Institut für angewandte Physik, 2006.
- [14] Aleph. <http://de.wikipedia.org/wiki/Gau%C3%9F-Strahl>. 2008.
- [15] Björn Döring. *Transponder Antenna Requirements*. DLR, 2009.
- [16] Hiroshi Kumagai, Toshiaki Kozu, Makoto Satake, Hiroshi Hanado, and Ken'ichi Okamoto. *Development of an Active Radar Calibrator for the TRMM Precipitation Radar*. IEEE Transactions On Geoscience And Remote Sensing VOL. 33 NO. 6, 1995.
- [17] Magus (Pty) Ltd. *Antenna Magus 4.5.1*. 2014.
- [18] Björn Döring, Dirk Schrank, Marco Schwerdt, and Robert Bauer. *Absolute Radiometric Calibration of TerraSAR-X — Approach and Ground Targets*. 2008.
- [19] Rainer Lenz. *Hochpräzise, kalibrierte Transponder und Bodenempfänger für satellitengestützte SAR-Missionen*. Karlsruher Institut für Technologie – Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik, 2007.
- [20] Philipp Looser. *HF Design eines Transponders zur Kalibrierung satellitengestützter SAR-Systeme*. Eidgenössische Technische Hochschule Zürich (ETH), 2010.
- [21] Björn Döring and Marco Schwerdt. *Transponders and Corners – DLR's Next Generation SAR Calibration Targets (CEOS 2013)*. 2013.
- [22] Matthias Jirousek, Björn Döring, Daniel Rudolf, Sebastian Raab, and Marco Schwerdt. *Development of the highly accurate DLR Kalibri Transponder*. VDE, 2014.
- [23] Harry Jackson, Paul Snoeij, Björn Rommen, Ignacio Navas-Traver, Dirk Geudtner, D'Arcy Hart, Dean Rowsell, Trevor Stuber, and Muthu Gandhi. *Sentinel-1 Transponder Performance (CEOS 2013)*. 2013.

-
- [24] Evert Attema, Björn Rommen, Nicolas Floury, Malcolm Davidson, Berthyl Duesmann, and Dean Rowsell. *Transponder Development for Sentinel-1*. VDE, 2010.
 - [25] Stefano Falzini, V. Speziale, and E. De Viti. *COSMO-SkyMed Active Calibrator: A Sophisticated Tool For SAR Image Calibration*. IEEE, 2007.
 - [26] Diego Calabrese, Daniele Scaranari, Fabio Covelto, Graziano Marano, and Antonio Cricenti. *COSMO-SkyMed: Calibration & Validation resources and activities*. IEEE, 2008.
 - [27] Masanobu Shimada, Hirokazu Tanaka, Takeo Tadono, and Manabu Watanabe. *Calibration and Validation of PALSAR (II)*. IEEE, 2003.
 - [28] Masaharu Fujita. *Development of a retrodirective PARC for ALOS/PALSAR calibration*. IEEE, 2002.
 - [29] Kamal Sarabandi, Yisok Oh, and Fawwaz Ulaby. *Performance Characterization of Polarimetric Active Radar Calibrators and a New Single Antenna Design*. IEEE, 1992.
 - [30] Japan Space Systems. *PALSAR User's Guide 2nd Edition*. JAXA, 2012.
 - [31] Robert Hawkins, Satish Srivastava, L. Teany, and S. Tam. *Radarsat Precision Transponder*. Elsevier Science, 1997.
 - [32] Ridha Touzi, Robert Hawkins, and Stephane Côté. *On the use of transponder measurements for high precision assessment and calibration of polarimetric Radarsat-2*. IEEE, 2010.
 - [33] Harry Jackson, Ian Sinclair, and Sebastian Tam. *Envisat / ASAR Precision Transponders*. ESA, 2000.
 - [34] Biomass-Mission-Advisory-Group. *Earth Explorer 7 Candidate Mission Biomass: Addendum to the Report for Mission Selection*. ESA Communication Production Office, 2013.
 - [35] P. D. Potter. *A new horn antenna with suppressed sidelobes and equal beamwidths*. Microwave Journal, 1963.

- [36] Carlos del Río Bocio. *High performance horn antenna design (II)*. Universidad Pública de Navarra, 2006.
- [37] Christophe Granet, Graeme James, and Trevor Bird. *Compact Low-Sidelobe Corrugated Horn For Global Earth Coverage*. IEEE, 1999.
- [38] Jorge Teniente, David Goñi, Ramón Gonzalo, and Carlos del Río. *Choked Gaussian antenna: extremely low sidelobe compact antenna design*. IEEE, 2002.

Danksagung

Ich möchte mich bei all denjenigen bedanken, die mir bei der Erstellung meiner Diplomarbeit geholfen und mich motiviert haben. Mein besonderer Dank gilt meinem Betreuer beim DLR Dipl.-Ing. Björn Döring für seine Geduld und der tatkräftigen Unterstützung, die maßgeblich zum Erfolg der Arbeit beigetragen hat. Des Weiteren möchte ich M.Eng. Daniel Rudolf für seine Hilfe in der Endfertigung der CAD Files danken. Außerdem danke ich Dipl. Ing. Sebastian Raab und Dr. Jens Reimann, die mir bei Fragen mit Rat und Tat zur Seite standen. Ein großes Dankeschön geht an Dr. Marco Schwerdt, durch den die Arbeit erst ermöglicht wurde. Danke auch an alle Kollegen die während meiner 13 Monate beim DLR für angenehmes Arbeitsklima sorgten.

An dieser Stelle möchte ich mich besonders bei meinem Professor Jürgen Weith bedanken, der mich während meiner Diplomarbeit betreut und während des gesamten Studiums umfangreich unterstützt hat.

Zuletzt geht mein herzlichster Dank an meine Eltern und Großeltern die mich immer unterstützt und an meinen Erfolg geglaubt haben.